EUGEN POP

VASILE STOICA

PRINCIPII ȘI METODE DE MĂSURARE NUMERICĂ

EDITURA FACLA

Scanned with OKEN Scanner

Redactor : ION ILIN
Tehnoredactor : IOAN I. IANCU

Bun de tipar : 6.09.1977. Apărut 1977.
Coli de tipar : 15,75. Tiraj : 4 600+110.

Întreprinderea Poligrafică „Banat"
Timișoara, Calea Aradului nr. 1.
Comanda nr. 120.

Scanned with OKEN Scanner

EUGEN POP VASILE STOICA

PRINCIPII ȘI METODE DE MĂSURARE NUMERICĂ

EDITURA FACLA — 1977

Scanned with OKEN Scanner

PREFAȚĂ

Aparatura numerică de măsurare are, în momentul de față, o astfel de răspîndire, încît cunoașterea principiilor sale de funcționare devine o necesitate pentru un cerc din ce în ce mai larg de specialiști.

Apărută, în forma actuală, ca expresie a tendinței de creștere a preciziei de măsurare, și ca atare cu un domeniu de aplicare foarte restrîns, în cadrul laboratoarelor, s-a dezvoltat obținînd noi caracteristici tehnico-economice care i-au permis să pătrundă chiar și în unele bunuri de larg consum.

Industria noastră electronică a început în ultimii ani să se alinieze acestei tendințe generale și astăzi producem primele tipuri de numărătoare, frecvențmetre și voltmetre numerice, existînd un program de lărgire a acestei producții.

Din aceste motive, autorii au considerat oportună publicarea acestei cărți destinată mai mult prezentării problematicii extrem de vaste a construirii aparaturii numerice de măsurare, care să cuprindă și elementele de bază necesare proiectării.

Autorii țin să remarce sprijinul deosebit de competent pe care l-au primit din partea recenzentului științific al lucrării dr. ing. A. Millea, căruia îi aduc, și pe această cale, cele mai calde mulțumiri.

Scanned with OKEN Scanner

1. MĂSURĂRI NUMERICE ŞI ANALOAGE

Orice operaţie de măsurare urmăreşte un anumit scop şi anume obţinerea unei informaţii cantitative asupra unei mărimi în vederea studierii unui fenomen sau numai pentru contrôlarea acestuia, rezultatul măsurării servind la luarea unei decizii.

Aparatele de măsurat furnizează informaţia, fie direct sub forma unui număr, în acest caz ele poartă denumirea de aparate numerice (digitale), fie, cel mai frecvent, sub forma unei anumite mărimi fizice a cărei valoare este uşor sesizabilă de om şi atunci ele se numesc analoage.

Aceste două tipuri de aparate de măsurat s-au dezvoltat în timp, aproape paralel. Poate cel mai vechi şi răspîndit exemplu de aparat numeric de măsurat îl reprezintă cîntarul cu greutăţi la care rezultatul măsurării se obţine însumînd valorile indicate pe greutăţile cu ajutorul cărora s-a obţinut echilibrarea. Un aparat analog de cîntărire este balanţa cu scară gradată, în faţa căreia se deplasează un ac indicator. Greutatea corpului măsurat produce o deplasare a indicatorului uşor sesizabilă de operator şi a cărei valoare se apreciază de către acesta cu ajutorul scării gradate. Acest principiu nu este specific procedeului de cîntărire. El este utilizat la măsurarea a numeroase mărimi atît electrice cît şi neelectrice. Aparatul analog de măsurat nu furnizează nemijlocit valoarea mărimii măsurate. El produce doar mărimea fizică care poate fi sesizată de om, în exemplul dat o deplasare. Pentru obţinerea valorii măsurate este necesară intervenţia omului care trebuie să aprecieze poziţia indicatorului faţă de reperele desenate pe scară.

În momentul de faţă predomină aparatele analoage. Există însă o tendinţă pronunţată de implementare a tehnicii de măsurat numerice. Pentru a putea decide la alegerea unui tip de aparat este necesară o multiplă comparaţie tehnică şi economică.

Experienţa efectuată cu diferite tipuri de mijloace de prezentare a informaţiei a scos în evidenţă faptul că operatorul greşeşte de 20—60 ori mai frecvent la citirea unei indicaţii statice analoage decît la citirea uneia numerice, în aceleaşi condiţii de iluminare, contrast şi dimensiuni ale cifrelor. Prin urmare, din acest punct de vedere, indicatoarele numerice prezintă o siguranţă mărită în raport cu cele analoage.

În regimuri dinamice, cînd timpul de citire este limitat, operatorul efectuează citirile la indicatoarele analoage cu o eroare, S_c, cu atît mai mare, cu cît timpul de citire, t_c, este mai mic. O astfel de eroare la aparatele numerice

Scanned with OKEN Scanner

nu există. Ea este proprie operației de apreciere pe care trebuie să o efectueze operatorul în procesul de citire a unui indicator analogic. Dependența erorii de timpul de citire are alura curbei din figura 1.1.

Informațiile numerice mai prezintă și avantajul că în transmiterea lor poate fi evitată apariția unor erori suplimentare. De asemenea datele numerice

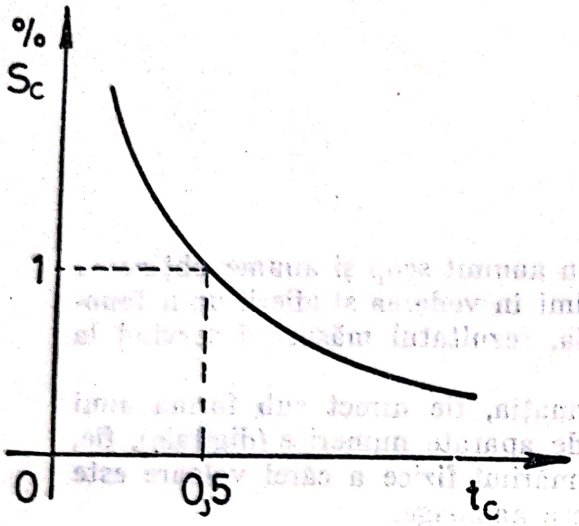


Fig. 1.1. Eroare de citire a indicației analoage în funcție de timpul de citire.

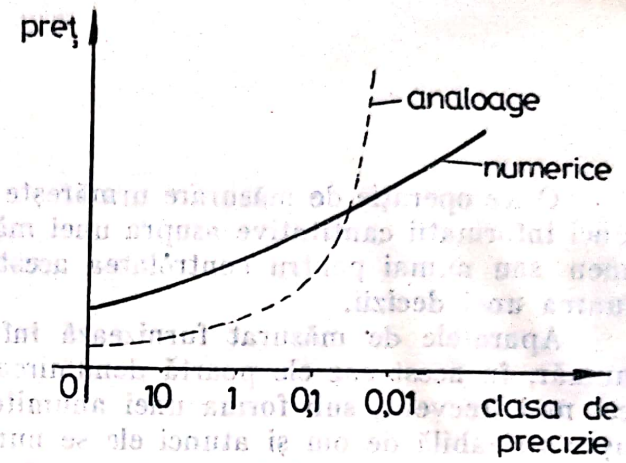


Fig. 1.2. Dependența costului instrumentelor de măsură de clasa lor de precizie.

pot fi ușor prelucrate și nu mai necesită o transformare a lor pentru a fi introduse în calculatoare.

Față de toate aceste avantaje, pe care le prezintă metodele numerice de măsurare, este normală răspîndirea lor largă în laboratoare și în instalații industriale, cu tot costul lor relativ ridicat.

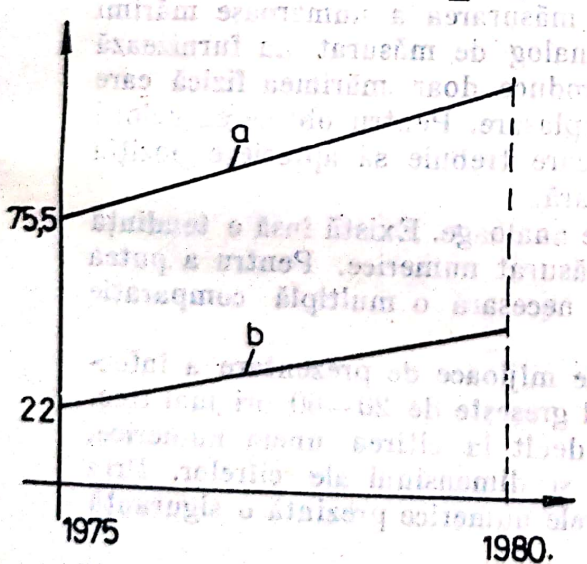


Fig. 1.3. Curba vînzărilor instrumentelor numerice :
a — total vînzări; *b* — instrumente ieftine.

În general, prețurile instrumentelor de măsură, atît pentru cele analogice cît și pentru cele numerice, cresc odată cu precizia lor. În figura 1.2 se prezintă o imagine a dependenței costului de clasa de precizie. Se observă că la precizii mai scăzute, de ordinul celor necesare în tehnică în mod curent, instrumentele analoage sînt mai ieftine decît cele numerice. La precizii mai ridicate situația se inversează. Punctul în care cele două prețuri sînt egale este funcție de dezvoltarea tehnică. Tendința actuală este aceea de scădere pronunțată a prețului aparatelor numerice de măsurat, determinată de introducerea circuitelor integrate, din ce în ce mai complexe. În momentul de față, convertorul analog-

numeric este de cele mai multe ori realizat integrat într-o singură capsulă. Adăugîndu-se cîteva dispozitive de comandă, de decodare și afișare se realizează un instrument numeric complet. Figura 1.3 ilustrează tendința de creștere mai accentuată a vînzărilor de aparate numerice ieftine (curba *b*) în raport cu totalul vînzărilor de aparate numerice (curba *a*).

Utilizarea instrumentelor numerice de măsurat nu se limitează însă numai la domeniul în care ele sînt mai ieftine. Ele se răspîndesc peste tot unde avantajele lor și în primul rînd reducerea numărului greșelilor de citire ale operatorului sînt hotărîtoare. Aceasta revine de fapt la necesitatea de a compara nu prețul instrumentelor ci costul măsurărilor.

2. SISTEME DE NUMĂRARE ŞI DE CODARE

Exprimarea prin numere a cantităţilor şi a mulţimilor a constituit fără îndoială un moment important în istoria civilizaţiei umane. Nu ştim care a fost primul sistem de numeraţie utilizat la începuturile civilizaţiei. Ceea ce a păstrat omenirea în acest domeniu atestă existenţa mai multor sisteme de numărare în diferite regiuni ale lumii. Dintre acestea, unele s-au păstrat parţial pînă în zilele noastre, fiind încă utilizate. Sistemul de numărare zecimal este cunoscut azi în întreaga lume şi este utilizat în cea mai mare parte a aparatului economic mondial. Folosind acest sistem de numărare, cei mai mulţi oameni nu cunosc nici structura lui nici posibilitatea înlocuirii lui cu un alt sistem oarecare.

Orice sistem de numărare utilizează simboluri, fiecare simbol avînd o anumită valoare. În afară de sistemul de numărare unal care utilizează un singur simbol, din care cauză este deosebit de dificil pentru exprimarea cantităţilor sau mulţimilor, toate celelalte sisteme utilizează mai multe simboluri. Spre exemplu, sistemul de numărare zecimal utilizează simbolurile 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 şi 9, avînd astfel zece simboluri, sistemul de numărare binar utilizează simbolurile 0 şi 1, avînd deci două simboluri, sistemul ternar utilizează simbolurile 0, 1 şi 2 sau 0, 1 şi -1, avînd deci trei simboluri. Numărul de simboluri formează baza sistemului de numărare.

În Babilonul vechi se utiliza un sistem de numărare cu baza 60. Din acest sistem s-au păstrat pînă astăzi diviziunile timpului — 60 minute într-o oră, 60 secunde într-un minut. De la indieni s-a păstrat şi se utilizează încă un sistem de numărare cu 5 simboluri, iar de la romani am moştenit sistemul de numărare cu 7 semne. Remarcăm că, încă de la prima comparaţie asupra sistemelor de numărare privind cantitatea semnelor utilizate, am folosit sistemul zecimal de numărare. Dacă am fi folosit sistemul roman ar fi trebuit să scriem că indienii folosesc V simboluri, iar romanii VII simboluri.

Valoarea unui număr depinde atît de simbolurile utilizate în compunerea acestuia, cît şi de poziţia relativă a simbolurilor în structura numărului.

Pentru o mai bună înţelegere a celor ce urmează vom nota un număr printr-un simbol literar oarecare, spre exemplu, N şi vom indica printr-o cifră sub formă de indice care este sistemul de numeraţie în care se exprimă valoarea acestuia. Indicele va fi totdeauna format din simboluri ale sistemului de numărare zecimal. Spre exemplu, $N_{10}=123$ şi $N_2=1111010$ sînt două numere

Scanned with OKEN Scanner

cu aceeași valoare, unul exprimat în sistemul zecimal, iar celălalt în sistemul binar. Nu se vor folosi indici pentru precizarea sistemului de numărare acolo unde nu se pot face confuzii, iar în locurile unde este absolut necesar se va scrie numărul în litere.

2.1. SISTEMUL DE NUMĂRARE ZECIMAL

Cel mai simplu sistem de numărare este sistemul unal care utilizează un singur simbol. Orice număr exprimat în sistemul unal va fi o înșiruire de simboluri identice. Dacă acest simbol este, spre exemplu,*, atunci numărul $N_{10}=6$ se exprimă grafic astfel ******. Simbolul utilizat are o singură valoare indiferent de poziția pe care o ocupă în număr. Din această cauză sistemul este foarte dificil pentru exprimarea numerelor mari.

Sistemul zecimal utilizează mai multe simboluri, numărul acestora constituind ceea ce se numește baza sistemului de numărare. Valoarea celor zece simboluri din sistemul zecimal este diferită. Simbolul 0 (zero) are valoare nulă, simbolul 1 (unu) are valoarea unitate, simbolul 2 (doi) are valoarea de două ori mai mare ca unitatea, simbolul 3 (trei) are valoarea de trei ori mai mare ca unitatea ș.a.m.d. Orice număr se poate exprima printr-o înșiruire a acestor simboluri. În sistemul nostru de scriere, simbolurile scrise la începutul numărului conferă acestuia o valoare mai mare decît simbolurile scrise la sfîrșitul lui. Un număr oarecare se poate exprima în sistemul de numărare zecimal cu relația :

$$N_b=a_n b^{n-1}+a_{n-1}b^{n-2}+a_{n-2}b^{n-3}+\ldots a_2 b^1+a_1 b^0=\sum_{i=1}^{n} a_i b^{i-1} \qquad (2.1)$$

și se scrie simplificat în forma :

$$N_b=a_n a_{n-1} a_{n-2} \ldots a_2 a_1. \qquad (2.2)$$

Aici, cu a_i ($i=1, \ldots, n$) s-a notat un simbol oarecare din cele zece posibile, cu b baza de numărare, iar cu n numărul de simboluri utilizate la scrierea numărului. Numărul

$$N_{10}=3\cdot 10^2+5\cdot 10^1+6\cdot 10^0$$

se scrie prescurtat utilizînd numai simbolurile zecimale fără semnele de adunare și fără baza ridicată la diverse puteri :

$$N_{10}=356.$$

Se observă din cele de mai sus că simbolul 3, deși are valoarea de două ori mai mică decît simbolul 6, în valoarea numărului N_{10} aduce o contribuție mult mai mare, fiind plasat la începutul acestuia.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru scrierea numerelor cu valoare mai mică decît unu sau cu componentă subunitară, înşiruirea (2.1) conţine termeni cu exponent negativ, iar forma (2.2) are intercalată o virgulă care separă în dreapta simbolurile aferente bazei ridicate la puteri negative. Numărul:

$$N_{10}=2\cdot10^{2}+7\cdot10^{1}+5\cdot10^{0}+3\cdot10^{-1}+1\cdot10^{-2}$$

se va scrie prescurtat în forma $N_{10}=275{,}31$.

Sistemul de numărare zecimal este aşa de cunoscut încît nici nu mai sînt sesizate greutăţile aferente lui. În acest sistem, dacă considerăm şi regula conform căreia suma sau produsul a două numere nu se schimbă dacă se schimbă locul termenilor, respectiv ai factorilor, atît în operaţia de adunare cît şi în cea de înmulţire se utilizează cîte cincizeci şi şase reguli distincte, ceea ce oricum este mult. Aşa cum se va vedea într-o comparaţie ulterioară, sistemul de numărare zecimal nu numai că este dificil pentru calcule, dar este şi greoi atunci cînd trebuie memorate diverse numere într-o formă fizică oarecare, deşi memorarea umană este relativ uşoară dat fiind numărul redus de semne ale numărului.

Avantajul mare de care se bucură sistemul zecimal rezidă în larga circulaţie pe care o cunoaşte în ciuda dificultăţilor de studiu şi de utilizare.

2.2. SISTEMUL DE NUMĂRARE BINAR

Dacă baza sistemului de numărare este egală cu doi, ceea ce înseamnă că numărul simbolurilor utilizate este doi, se obţine sistemul de numărare binar. Acest sistem, ca şi cel zecimal, este un sistem poziţional, valoarea simbolului într-un număr fiind dependentă şi de poziţia ocupată în număr. Simbolurile utilizate în sistemul binar sînt 0 şi 1, primul avînd valoare nulă, iar al doilea valoare unitate. Exponenţii ataşaţi bazei pot fi pozitivi pentru numere supraunitare sau negativi pentru numere subunitare. Un număr oarecare se va scrie aplicînd relaţia (2.1) pentru sistemul binar:

$$N_{2}=1\cdot2^{4}+1\cdot2^{3}+1\cdot2^{4}+0\cdot2^{1}+1\cdot2^{0},$$

sau lăsînd la o parte baza, exponenţii şi semnele de adunare şi reţinînd numai simbolurile binare în aceeaşi ordine:

$$N_{2}=11101.$$

La o asemenea scriere se subînţelege că ultimul simbol este amplificat cu 2^0, penultimul cu 2^1 ş.a.m.d.

Pentru a scrie numere subunitare se poate face apel la virgulă pentru a separa în dreapta partea fracţionară. Atît pentru partea întreagă cît şi pentru partea fracţionară se va scrie numai succesiunea simbolurilor binare fără semnele de adunare, fără bază şi fără exponenţi, aceştia fiind subînţeleşi. Poziţia virgulei indică valorile exponenţilor, înspre stînga urmînd a se aplica expo-

nenții 0, 1, 2, 3 ..., iar înspre dreapta —1, —2, —3 .... Numărul zecimal $N_{10}=29{,}25$ se va scrie în binar în forma $N_2=11101{,}01$, valorile celor două numere $N_{10}=29{,}25$ și $N_2=11101{,}01$ fiind aceleași.

Într-un număr binar fără virgulă, simbolul sau bitul scris în dreapta are valoarea cea mai mică, fiind coeficientul termenului 2^0. El se numește cel mai puțin semnificativ bit și va fi notat cu Bm. Simbolul sau bitul scris în stînga are valoarea cea mai mare, fiind coeficientul termenului 2^n, cu n cel mai mare în numărul dat. El se numește cel mai semnificativ bit sau bitul major și va fi notat cu BM.

Comparăm sistemul de numărare binar cu cel zecimal, observînd lungimea numerelor, regulile operațiilor aritmetice simple, posibilități de memorare într-o formă fizică.

În sistemul de numărare zecimal scrierea unui număr ocupă un spațiu mai redus decît în sistemul de numărare binar. Numărul $N_{10}=29$ are nevoie de două spații pentru scriere, pe cîtă vreme numărul $N_2=11101$ utilizează cinci spații, deși valorile celor două numere sînt egale. Acest avantaj al sistemului zecimal este compensat de varietatea redusă a simbolurilor în sistemul binar — două în comparație cu zece din sistemul zecimal. Memorarea umană a numerelor zecimale este mai ușoară decît a celor binare, Pentru 29 urmînd a memora două cifre în zecimal față de cinci cifre în binar.

Regulile de execuție a operațiilor aritmetice simple sînt mai puține în sistemul binar decît în cel zecimal. Pentru adunare și înmulțire se utilizează în total opt reguli.

Adunare		Înmulțire
$0+0=0$		$0\cdot0=0$
$1+0=1$		$1\cdot0=0$
$0+1=1$		$0\cdot1=0$
$1+1=0$	și transfer 1 în rangul următor	$1\cdot1=1$

Sistemul zecimal utilizează de paisprezece ori mai multe reguli în aceste operații, fiind evident un sistem mai dificil de studiat.

Operația de înmulțire pentru numere cu mai multe ranguri se face în sistemul binar ca și în cel zecimal, înmulțind cifrele deînmulțitului cu fiecare din cifrele înmulțitorului, scriindu-le deplasat în funcție de rangul cifrei din înmulțitor și executînd o adunare a rezultatelor înmulțirilor parțiale:

Zecimal	Binar
$13\times12=156$	$1101\times1100=10011100$
13·	1101·
12	1100
26	0000
13	0000
156	1101
	1101
	10011100

Scanned with OKEN Scanner

Operațiile de scădere și împărțire se execută similar cu cele de adunare și înmulțire.

Memorarea numerelor cu scopul folosirii lor ulterioare presupune utilizarea unor sisteme fizice care pot avea diferite stări stabile. Pentru memorarea numerelor zecimale este nevoie ca sistemul fizic să aibă cel puțin zece stări, iar pentru numerele binare cel puțin două stări distincte. Din acest punct de vedere sistemul binar prezintă avantaje tehnice mari, deoarece sistemele fizice cu două stări stabile distincte se construiesc cu mult mai simplu decît cele cu zece stări. Spre exemplu, releul electromagnetic poate fi adus ușor în stările stabile cu armătura atrasă sau eliberată. Tubul electronic sau tranzistorul cunosc două stări stabile distincte ușor de realizat — în conducție sau blocat. Curentul electric printr-un circuit are de asemenea două stări distincte — prezența sau absența din circuit. Pentru unele exemple se pot imagina și metode de realizare a zece stări distincte — cum ar fi realizarea a zece valori pentru curentul din circuit sau printr-un tub electronic. Aceste stări se păstrează însă cu mare greutate din cauza variațiilor mărimilor fizice în condiții de funcționare. De aici se trage concluzia că memorarea unui număr binar într-o formă fizică este net mai comodă decît a unui număr zecimal.

Sistemul binar prezintă și alt avantaj la memorarea numerelor. Cantitatea de stări de care trebuie să dispună o memorie zecimală este cu circa 50% mai mare decît cantitatea necesară unei memorii binare. Pentru a memora un număr cu trei cifre zecimale este nevoie de 30 stări, cîte zece pentru fiecare din cele trei ranguri zecimale constituente ale numărului, deoarece fiecare rang poate avea valoarea unuia din cele zece simboluri posibile. Pentru a memora același număr exprimat în binar sînt necesare 20 stări, deoarece orice număr mai mic decît 1024 se scrie în binar printr-o succesiune de maximum zece simboluri binare, iar fiecare simbol binar are două stări. De aici se vede că sistemul binar, cel puțin pentru tehnica de calcul, avînd mai puține reguli aritmetice, necesitînd mai puține stări memorabile și avînd posibilități de realizare fizică este preferat față de sistemul zecimal.

Se cunosc și alte sisteme de numărare în afara celor două prezentate mai sus. Cel cu baza trei, spre exemplu, are unele avantaje privind memorarea din care cauză ar fi fost economic în sistemele în care memoria reprezintă o unitate tehnică importantă. Un număr mai mic decît 2 000 se scrie în binar cu maximum 11 simboluri și necesită pentru memorare 22 stări. Același număr exprimat în ternar se scrie cu 7 simboluri și necesită deci 21 stări pentru memorare. Deoarece realizarea fizică a stărilor binare este mai simplă decît a celor ternare, față de ușorul dezavantaj ce rezultă la memorare, sistemul binar s-a introdus și domină tehnica de numărare și de calcul.

Deoarece marea masă a utilizatorilor rezultatelor, inclusiv a celor din măsurările numerice ale diverselor mărimi, sînt nefamiliarizați cu sistemul binar, prezentarea zecimală este și va fi în continuare utilizată. De aici decurge necesitatea realizării unor sisteme de conversie dintr-un sistem de numărare în altul. În tehnica măsurărilor numerice operațiile asupra mărimii supuse măsurării se execută de obicei în sistem binar, iar afișarea în sistem zecimal.

Scanned with OKEN Scanner

2.3. CODURI BINARE

Reprezentarea binară a numerelor se poate face în tehnica măsurărilor numerice în diverse moduri utilizînd coduri. Un cod binar este constituit dintr-o mulțime de simboluri binare aranjate în conformitate cu niște reguli proprii codului respectiv, pentru a reprezenta o mulțime de alte elemente, spre exemplu, o mulțime de numere. În codul binar direct, spre exemplu, aranjarea simbolurilor binare se face după următoarele reguli :

— orice număr se reprezintă printr-o succesiune de simboluri binare,

— cel mai mic număr întreg nenegativ se reprezintă printr-o succesiune formată numai din simbolul 0 (zero),

— un număr oarecare N se reprezintă printr-o succesiune de simboluri obținută din succesiunea care reprezintă numărul $N-1$ prin adunarea cifrei binare 1 (unu), adunarea făcîndu-se după regulile numerației binare.

Codul binar direct nu este unicul cod binar și nici cel mai bun. În literatură se tratează o mare varietate de coduri binare, fiecare avînd avantaje sau dezavantaje de utilizare în diverse domenii ale tehnicii. Unele sînt mai bune pentru calcule aritmetice, altele pentru precizia de măsurare, altele pentru stabilitatea la perturbații, altele pentru corecția erorilor apărute la transmiterea la distanță etc. Procesul prin care o succesiune de simboluri din cod se alocă pentru a reprezenta un element oarecare se numește codare, procesul invers fiind denumit decodare.

O primă clasificare a codurilor se poate face în două clase și anume :

— coduri binare în care cel mai mare număr N_{max} se exprimă cu n cifre binare, relația dintre N_{max} și n fiind :

$$N_{max} < 2^n,$$

— coduri zecimale codate binar în care fiecare cifră zecimală a numărului se codează individual printr-o succesiune de patru cifre binare.

Cele două clase au avantaje și dezavantaje. Prima clasă este mai economică deoarece utilizează toate configurațiile posibile din cele n cifre binare. A doua clasă este mai puțin eficientă deoarece pentru un rang zecimal se utilizează doar zece din cele șaisprezece configurații posibile ce se pot executa din patru cifre binare. Din tabelul 2.1 se vede, spre exemplu, că din opt cifre binare se poate coda orice număr zecimal mai mic decît 256 dacă se utilizează un cod binar. Dacă se utilizează un cod zecimal codat binar, cu 8 cifre binare se codează un număr care nu poate fi mai mare decît 99.

Schemele de decodare din binar în zecimal se realizează mai simplu pentru codurile din a doua clasă, deoarece se execută operații separate pentru fiecare rang zecimal.

O altă clasificare a codurilor se referă la reprezentarea numerelor cu sau fără semn. Se construiesc coduri pentru numere pozitive sau coduri pentru numere cu semn pozitiv sau negativ. În tehnica măsurărilor numerice se utilizează coduri din ambele categorii în funcție de posibilitatea existenței a două semne în mărimea măsurată.

Scanned with OKEN Scanner

2.3.1. CODURI BINARE UNIPOLARE

În tabelul 2.1 se prezintă patru coduri binare pentru reprezentarea valorii unei mărimi oarecare N. Valoarea minimă a mărimii N este zero, iar valoarea maximă este $N_m - 1$ Bm.

Primul cod — codul binar direct — utilizează succesiunea compusă numai din zerouri pentru a reprezenta valoarea zero a numărului N. Oricare altă valoare se construieşte din valoarea anterioară căreia se adună un unu după regula binară. Acest cod cunoaşte cea mai largă utilizare datorită simplităţii construcţiei.

Codul binar complementar se poate obţine din codul binar direct schimbînd fiecare zero în unu şi invers. În acest fel valoarea zero a numărului N se exprimă printr-o succesiune compusă numai din unuri. Oricare altă valoare se construieşte din precedenta prin scăderea unui unu după regula binară.

Principial, cele două coduri nu diferă între ele. Utilizarea unuia sau a celuilalt se face în funcţie de tehnologia aparatului construit. În instrumentele de măsurat numerice un simbol binar se realizează prin potenţialul unui punct oarecare, urmînd ca potenţialului ridicat să i se aloce valoarea unu, iar potenţialului scăzut valoarea zero. Corespondenţa între cele două valori ale simbolului binar şi cele două potenţiale posibile se poate face şi invers, potenţialul ridicat se asociază valorii 0 (zero), iar cel scăzut valorii 1 (unu). În primul caz vorbim despre o logică pozitivă, iar al doilea caz despre o logică negativă.

Codul binar direct se foloseşte comod pentru scheme cu logică pozitivă, fiecare unu fiind constituit din potenţial ridicat. Codul binar complementar se utilizează cu predilecţie în schemele cu logică negativă, fiecare zero fiind constituit din potenţial ridicat.

În tabelul 2.2 se prezintă două coduri zecimale codate binar, al doilea fiind complementarul primului. În primul din aceste coduri succesiunea compusă numai din zerouri este alocată valorii zero a numărului N.. Pe măsură ce N creşte expresia binară se obţine adunînd valorii anterioare un unu după regula de adunare binară cu observaţia că fiecare rang zecimal se codează independent în binar. Ca şi în codul binar direct, bitul cel mai puţin semnificativ (Bm) este plasat în ultima poziţie din ultima grupă de patru 4 biţi. Bitul cel mai semnificativ (BM) se găseşte în prima grupă de patru biţi, ocupînd locul din stînga. Codul zecimal codat binar complementar are aceeaşi structură ca vecinul său, obţinîndu-se din acesta prin înlocuirea oricărui zero cu unu şi invers.

2.3.2. CODURI PENTRU O DECADĂ ZECIMALĂ

Codarea în binar a unui simbol zecimal pentru exprimarea numerelor în codul zecimal binar se poate face în mai multe feluri, diferenţiate între ele prin ponderile pe care le au cele patru simboluri binare. În codurile prezentate

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 2.1.

Numărul N	Cod binar direct	Cod binar complementar	Cod zecimal codat binar (exemplu)	Cod zecimal codat binar complementar
N_m	N_m=256(în zecimal)		N_m=100 (în zecimal)	
N_m-1 Bm	11111111	10000000	10011001	01100110
N_m-2 Bm	11111110	00000001	10011000	01100111
N_m-3 Bm	11111101	00000010	10010111	01101000
	.	.	.	.
	.	.	.	.
	.	.	.	.
$\frac{3}{4}N_m$	11000000	00111111	01110101	10001010
	.		.	.
	.		.	.
$\frac{1}{2}N_m+1$ Bm	10000001	01111110	01010001	10101110
$\frac{1}{2}N_m$	10000000	01111111	01010000	10101111
$\frac{1}{2}N_m-1$ Bm	01111111	10000000	01001001	10110110
	.		.	.
	.		.	.
	.		.	.
$\frac{1}{4}N_m+1$ Bm	01000001	10111110	00100110	11011001
$\frac{1}{4}N_m$	01000000	10111111	00100101	11011010
$\frac{1}{4}N_m-1$ Bm	00111111	11000000	00100100	11011011
	.		.	.
	.		.	.
	.		.	.
0+3 Bm	00000011	11111100	00000011	11111100
0+2 Bm	00000010	11111101	00000010	11111101
0+ Bm	00000001	11111110	00000001	11111110
0	00000000	11111111	00000000	11111111

în tabelul 2.1 s-au utilizat ponderile 8421, ceea ce corespunde sistemului direct de numărare binară în care simbolurile binare se consideră amplificate — au deci ponderile egale — cu 2^0, 2^1, 2^2 ,2^3 începînd de la dreapta spre stînga.

Oricare ar fi ponderile celor patru biți, se impune ca suma lor să fie egală sau mai mare decît nouă pentru a se putea coda orice cifră zecimală. În afară de codul 8421 în tehnică se întîlnesc codurile 4221 ; 2421 ; 5211 ; 5121 care îndeplinesc condiția de mai sus. După cum se poate observa, în aceste coduri

Scanned with OKEN Scanner

nu se mai respectă regula ca fiecare rang binar să aibă pondere distinctă și nici regula ca cel mai semnificativ bit să fie plasat în extrema stîngă a numărului. Din aceste motive codarea zecimală cu aceste coduri este mai puțin răspîndită deși prezintă avantaje mari, în primul rînd la convertirea numerelor în formă analogică. Codurile în care diferitele ranguri binare nu au ponderi diferite prezintă încă un inconvenient generat de posibilitatea exprimării aceleași cifre zecimale în două moduri diferite. Spre exemplu, în codul 4221 cifra zecimală 3 se poate scrie sau 0011 sau 0101, iar în codul 5121 cifra 7 se poate reprezenta prin 1010 sau prin 1101. În schemele care utilizează aceste coduri se vor impune deci condiții suplimentare pentru recunoașterea cifrelor zecimale care să țină seama de aceste observații.

Pentru cazurile speciale în care numerele zecimale codate binar urmează a fi transmise la distanță, se utilizează o codare rezistentă la perturbații denumită „cu 3 în exces". În acest cod fiecare din cele patru ranguri binare cu care se codează o cifră zecimală are pondere fixă ca și codul 8421. Spre deosebire de acesta, reprezentarea oricărei cifre zecimale se face prin numărul corespunzător codului 8421 căruia i s-a adunat numărul binar corespunzător cifrei zecimale 3. Proprietatea principală a codului astfel obținut, așa cum se vede și în tabelul 2.2, constă în faptul că complementul față de 9 al oricărui număr binar este echivalent cu numărul inițial în care se schimbă zero în unu și invers. Din această proprietate decurg facilități privind corecția unor erori ce pot interveni la recepția transmiterilor de date numerice în formă binară.

Tabelul 2.2.

Cifra zecimală	Cod binar direct 8421	Cod binar „cu 3 în exces"	Complementul față de 9
0	0000	0011	1100
1	0001	0100	1011
2	0010	0101	1010
3	0011	0110	1001
4	0100	0111	1000
5	0101	1000	0111
6	0110	1001	0110
7	0111	1010	0101
8	1000	1011	0100
9	1001	1100	0011

2.3.3. CODURI BINARE BIPOLARE

O altă clasificare a codurilor este determinată de existența semnelor + sau — asociate numerelor. Pentru numere fără semn sau cu semn totdeauna pozitiv se utilizează coduri unipolare. Codurile prezentate în tabelul 2.1 fac parte din această categorie. Pentru numere cu semn se folosesc coduri bipolare.

Scanned with OKEN Scanner

Construcția acestora trebuie să permită cît mai ușoara recunoaștere a semnului și a valorii absolute. În general codurile unipolare se pot transpune în coduri bipolare prin modificări care să faciliteze tocmai sesizarea semnului. În tabelul 2.3 se prezintă patru coduri bipolare și anume codul binar deplasat, codul complement al lui doi, codul complement al lui unu și codul binar cu semn și amplitudine.

Tabelul 2.3.

Numărul zecimal	Cod binar deplasat	Cod complementul lui doi	Cod complementul lui unu	Cod binar cu semn și amplitudine
	N_m=128 (în zecimal)	N_m=128 (în zecimal)	N_m=128 (în zecimal)	N_m=128 (în zecimal)
N_m-1 Bm	11111111 (255)	01111111 (127)	01111111 (127)	11111111 (255)
N_m-2 Bm	11111110 (254)	01111110 (126)	01111110 (126)	11111110 (254)
N_m-3 Bm	11111101 (253)	01111101 (125)	01111101 (125)	11111101 (253)
	.	.	.	.
	.	.	.	.
	.	.	.	.
$\frac{3}{4}N_m$	11100000 (224)	01100000 (96)	01100000 (96)	11100000 (124)
	.	.	.	.
	.	.	.	.
	.	.	.	.
$\frac{1}{2}N_m+1$ Bm	11000001 (193)	01000001 (65)	01000001 (65)	11000001 (193)
$\frac{1}{2}N_m$	11000000 (192)	01000000 (64)	01000000 (64	11000000 (192)
$\frac{1}{2}N_m-1$ Bm	10111111 (191)	00111111 (63)	00111111 (63)	10111111 (191)
	.	.	.	.
	.	.	.	.
	.	.	.	.
$\frac{1}{4}N_m$	10100000 (160)	00100000 (32)	00100000 (32)	10100000 (160)
	.	.	.	.
	.	.	.	.
	.	.	.	.
0+2 Bm	10000010 (130)	00000010 (2)	00000010 (2)	10000010 (130)
0+1 Bm	10000001 (129)	00000001 (1)	00000001 (1)	10000001 (129)
0	10000000 (128)	00000000 (0)	00000000*(0)	10000000**(128)
0−1 Bm	01111111 (127)	11111111 (255)	11111110 (254)	00000001 (1)
0−2 Bm	01111110 (126)	11111110 (254)	11111101 (253)	00000010 (2)
	.	.	.	.
	.	.	.	.
	.	.	.	.
$-\frac{1}{4}N_m$	01100000 (96)	11100000 (224)	11011111 (223)	0010000 (32,
	.	.	.	.
	.	.	.	.
	.	.	.	.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 2.3. (continuare)

Numărul zecimal	Cod binar deplasat	Cod complementul lui doi	Cod complementul lui unu	Cod binar cu semn și amplitudine
	. . .	. . .	. . .	. . .
$-\frac{1}{2}N_m+$ $+1$ Bm	01000001 (65)	11000001 (193)	11000000 (192)	00111111 (63)
$-\frac{1}{2}N_m$	01000000 (64)	11000000 (192)	10111111 (191)	01000000 (64)
$-\frac{1}{2}N_m-$ -1 Bm	00111111 (63)	10111111 (191)	10111110 (190)	01000001 (65)
	. . .	. . .	. . .	. . .
$-\frac{3}{4}N_m$	00100000 (32)	10100000 (160)	10011111 (159)	01100000 (96)
	. . .	. . .	. . .	. . .
$-N_m+2$ Bm	00000010 (2)	10000010 (130)	10000001 (129)	01111110 (126)
$-N_m+1$ Bm	00000001 (1)	10000001 (129)	10000000 (128)	01111111 (127)
$-N_m$	00000000 (0)	10000000 (128)	—	—

* 00000000 0+ 11111111 0−

** 10000000 0+ 00000000 0−

Din aceste patru coduri cel mai utilizat este codul binar deplasat după care urmează codul complement al lui doi. Cel mai puțin utilizat este codul complement al lui unu.

Codul binar deplasat pentru numere cuprinse între $-N_m$ și $+N_m$ este similar codului unipolar binar direct construit pentru numere cuprinse între zero și $2N_m$. Reprezentarea cifrei zero în codul binar deplasat este echivalentă cu reprezentarea numărului N_m în codul direct construit pentru gama $0-2N_m$ și constă dintr-o succesiune de zerouri pentru toți biții mai puțin bitul cel mai semnificativ care are valoarea unu.

Toate numerele binare se obțin, ca și în codul binar direct, adunînd un unu numărului anterior. Se vede deci că noul cod bipolar binar deplasat se obține deplasînd în jos codul binar direct cu o jumătate din valoarea maximă. În acest fel numerele pozitive se reprezintă prin succesiuni binare cu valoare crescătoare atunci cînd numerele cresc, iar cel mai semnificativ bit are valoarea unu. Numerele negative se reprezintă prin succesiuni binare care cresc atunci cînd numerele cresc apropiindu-se de zero, iar cel mai semnificativ bit are valoarea zero, fiind în fond un bit de semn.

Codul binar complementul lui doi se aseamănă cu codul binar deplasat, deosebirea constînd doar în valoarea celui mai semnificativ bit. Acesta are valoarea zero pentru numere pozitive și valoarea unu pentru numere negative.

Scanned with OKEN Scanner

Se mai poate spune că mulțimea numerelor pozitive se reprezintă în codul complement al lui doi cu acele succesiuni binare cu care este reprezentată mulțimea numerelor negative din codul binar deplasat și invers, păstrîndu-se corespondența dintre sensurile de variație a numerelor și reprezentărilor lor binare.

În acest cod, ca și în codul deplasat, suma binară a două succesiuni care reprezintă două numere egale dar cu semne contrare dă zero plus un transfer în stînga. Codul binar complement la doi este răspîndit în special în aritmetica digitală, deoarece multe din problemele de interfață sînt simplificate.

Spre deosebire de primele două coduri care au pentru numărul zero o singură reprezentare binară, următoarele două coduri — codul complement la unu și codul cu semn și amplitudine — au pentru numărul zero două reprezentări, așa cum se vede în tabelul 2.3. Din acest motiv aceste două coduri pot exprima maximum $2N_m - 1$ numere zecimale, cu un număr zecinal mai puțin decît primele două coduri.

Codul binar complement la unu utilizează aceleași reprezentări pentru numerele pozitive ca și codul binar complement la doi. Numerele negative se exprimă cu succesiuni binare obținute prin complementarea bit cu bit a succesiunilor binare ce reprezintă aceleași numere dar cu semn pozitiv.

Relații similare se observă și între codul binar cu semn și amplitudine și codul binar cu deplasare. Ambele coduri utilizează aceleași succesiuni pentru reprezentarea numerelor pozitive. Codul binar cu semn și amplitudine construiește succesiunile binare pentru reprezentarea numerelor negative, complementînd bitul cel mai semnificativ al succesiunilor binare care reprezintă aceleași numere dar cu semn pozitiv. Această construcție revine la a considera toate simbolurile binare, mai puțin cel din extrema stîngă, drept expresie a modulului numărului considerat, iar cel mai semnificativ bit drept bit de semn.

Codul bipolar deplasat și codul complement la doi oferă corespondențe binare pentru numere pozitive, avînd valoarea cu un Bm mai mică decît numerele negative. În unele instalații de conversie numeric-analogică este necesar ca valorile pozitive să fie cu un Bm mai mari decît cele negative. Pentru astfel de situații se construiește codul bipolar deplasat inversat prin rotirea tabelului cu reprezentările binare ale codului binar deplasat în jurul reprezentării numărului zero. Codul obținut se vede în tabelul 2.4 împreună cu codul binar deplasat și cu codul binar deplasat complementat. Se poate observa că noul cod utilizează secvența compusă din zerouri pentru valoarea maximă a numerelor ce se reprezintă și că fiecare secvență se obține din precedenta prin scăderea unui unu. Față de codul binar deplasat inversat, codul binar deplasat complementat este deplasat în jos cu un Bm. Secvențele binare ale acestui cod se obțin din secvențele codului binar deplasat prin complementarea bit cu bit. Reprezentarea zecimală a secvențelor codului binar deplasat complementat scade pe măsură ce cresc numerele pe care le codează ca și la codul binar deplasat inversat.

Scanned with OKEN Scanner

În măsurările unor mărimi mecanice se utilizează codul binar reflectat cunoscut și sub denumirea de codul Gray, în care două secvențe binare învecinate, corespunzătoare la două numere care diferă între ele printr-o unitate, se deosebesc doar într-o singură poziție binară. În acest fel, la tranziția sec-

Tabelul 2.4.

Numărul zecimal	Cod binar deplasat	Cod binar deplasat inversat	Cod binar deplasat complementat
N_m	—	00000000 (0)	
N_m-1 Bm	11111111 (255)	00000001 (1)	00000000 (0)
.			
.			
.			
$\frac{3}{4}N_m$	11100000 (224)	00100000 (32)	00011111 (31)
.			
.			
.			
$\frac{1}{2}N_m+1$ Bm	11000001 (193)	00111111 (63)	00111110 (62)
$\frac{1}{2}N_m$	11000000 (192)	01000000 (64)	00111111 (63)
$\frac{1}{2}N_m-1$ Bm	10111111 (191)	01000001 (65)	01000000 (64)
.			
.			
.			
$\frac{1}{4}N_m$	10100000 (160)	01100000 (96)	01011111 (95)
.			
.			
.			
0+1 Bm	10000001 (129)	01111111 (127)	01111110 (126)
0	10000000 (128)	10000000 (128)	01111111 (127)
0−1 Bm	01111111 (127)	10000001 (129)	10000000 (128)
.			
.			
.			
$-\frac{1}{4}N_m$	01100000 (96)	10100000 (160)	10011111 (159)
.			
.			
.			
$-\frac{1}{2}N_m+1$ Bm	01000001 (65)	10111111 (191)	10111110 (190)
$-\frac{1}{2}N_m$	01000000 (64)	11000000 (192)	10111111 (191)
$-\frac{1}{2}N_m-1$ Bm	00111111 (63)	11000001 (193)	11000000 (192)
.			
.			
.			

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 2.4. (continuare)

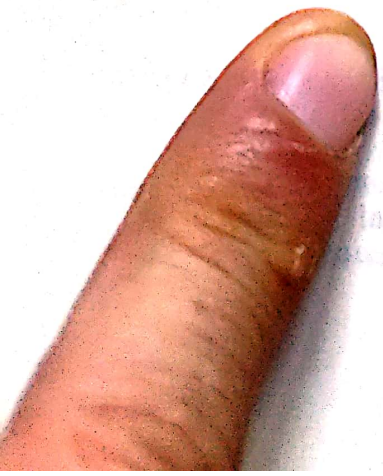
Numărul zecimal	Cod binar deplasat	Cod binar deplasat inversat	Cod binar deplasat complementat
. . .			
$-\frac{3}{4}N_m$	00100000 (32)	11100000 (224)	11011111 (223)
. . .			
$-N_m+2$ Bm	00000010 (2)	11111110 (254)	11111101 (253)
$-N_m+1$ Bm	00000001 (1)	11111111 (255)	11111110 (254)
$-N_m$	00000000 (0)	—	11111111 (255)

vențelor binare, o eroare de deplasare nu poate da naștere decît la o eroare maximă de 1 Bm. În tabelul 2.5 se prezintă acest cod. Se poate observa că de-a lungul secvențelor de cod se obțin simetrii pentru valorile fiecărui rang binar. Bitul cel mai puțin semnificativ prezintă axe de simetrie din două în două secvențe, bitul următor din patru în patru secvențe, al treilea bit din opt în opt secvențe etc. În tabelul 2.5 axele de simetrie sînt reprezentate punctat.

Tabelul 2.5.

Numărul zecimal	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Codul binar reflectat	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0		1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1
	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

Conversia comodă de la codul Gray la codul binar direct facilitează utilizarea primului, reprezentarea zecimală fiind ușor de realizat după conversie.



Scanned with OKEN Scanner

3. DISCRETIZAREA

Mărimile supuse măsurărilor sînt de obicei continue, înțelegînd prin aceasta că mărimea în cauză există continuu în timp și că poate lua orice valoare între anumite limite precizate. Întreruperea continuității în timp sau a continuității în valoare este de fapt un proces de discretizare, dintr-o mulțime infinită de valori luîndu-se doar o mulțime finită. Discretizarea variației temporale poartă denumirea de eșantionare, iar a variației valorilor poartă denumirea de cuantizare. În tehnica măsurărilor numerice aceste două procese se întîlnesc deosebit de des.

3.1. EȘANTIONAREA

Informația redată de aparatele numerice de măsurat este prin excelență discontinuă. Dacă se urmărește variația în timp a unei mărimi aceasta se realizează, prin urmare, numai prin valori determinate în anumite momente, deci prin eșantionare.

În aparatele de măsurare numerică eșantionarea constă în prelevarea unei valori a mărimii continue cu scopul de a fi prelucrată pentru obținerea unei informații numerice. În timpul prelucrării este de dorit, iar uneori necesar, ca mărimea ce se prelucrează să nu aibă variații, rezultînd de aici necesitatea eșantionării precum și a memorării eșantionului. Deoarece semnalul analogic este continuu în timp, prezintă interes condițiile ce se impun procesului de eșantionare pentru ca din eșantioanele extrase să se poată reconstitui semnalul continuu.

3.1.1. RECONSTITUIREA SEMNALULUI DIN EȘANTIOANELE SALE

Procesul de eșantionare poate fi reprezentat prin funcționarea unui modulator de impulsuri. Se consideră în cele ce urmează numai cazul cel mai simplu al unui tren de impulsuri purtătoare, $p(t)$, cu perioadă constantă, T_e, de

Scanned with OKEN Scanner

durată t_0 și de amplitudine A (fig. 3.1 a). Acesta este modulat de semnalul $s(t)$ (fig. 3.1.b), rezultînd la ieșirea modulatorului semnalul $p^*(t)$ (fig. 3.1c). Descrierea funcționării modulatorului se poate face prin produsul

$$p^*(t)=p(t)\cdot s(t), \tag{3.1}$$

care reprezintă valorile semnalului $s(t)$ înmulțite cu A, în intervalele de timp t_0, cînd există impulsurile de eșantionare.

La problema pusă, de reconstituire a semnalului, trebuie date două soluții. Una de calcul, pe baza căreia din valorile discrete măsurate să se poată deduce variația semnalului $s(t)$, în întreg intervalul său de existență și a doua experimentală, fizică, prin care din semnalul $p^*(t)$ să se obțină $s(t)$ la ieșirea unui dispozitiv corespunzător, denumit demodulator.

Trenul de impulsuri, $p(t)$, poate fi exprimat printr-o serie Fourier

$$p(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_e t}, \tag{3.2}$$

unde

$$C_n=\frac{1}{T_e}\int_0^{T_e} p(t)\,e^{-jn\omega_e t}\,dt=$$

$$=2A\frac{\sin n\omega_e\frac{t_0}{2}}{n\omega_e T_e}e^{-\frac{1}{2}jn\omega_e t_0}$$

Prin urmare, semnalul de ieșire modulat are expresia

$$p^*(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n\cdot s(t)\cdot e^{jn\omega_e t}$$

și are densitatea spectrală (transformata Fourier)

$$\mathcal{F}[p^*(t)]=P^*(\omega)=$$

$$=\sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n\int_{-\infty}^{\infty} s(t)\,e^{jn\omega_e t}\cdot e^{-j\omega t}\,dt=$$

$$=\sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n S(\omega-n\omega_e), \tag{3.3}$$

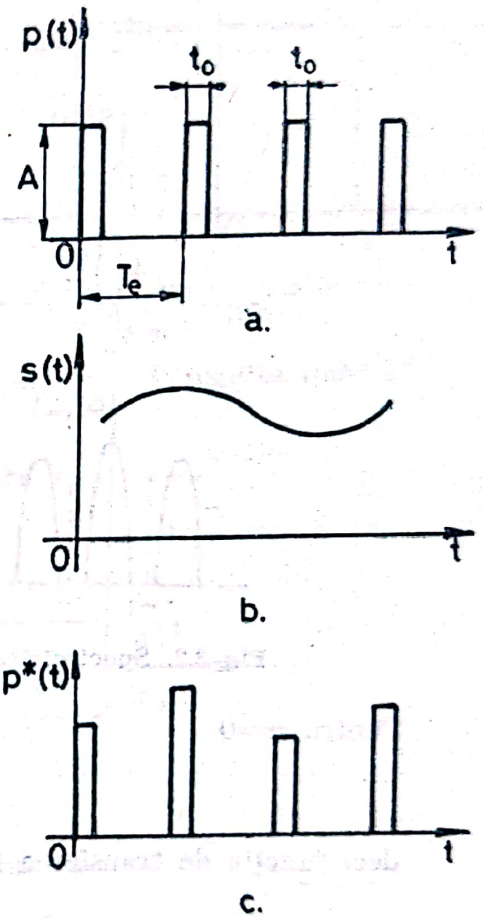


Fig. 3.1. Procesul de eșantionare:
a — trenul de impulsuri de eșantionare; *b* — semnalul $s(t)$ ce se eșantionează; *c* — eșantioanele semnalului $s(t)$.

unde $S(\omega)$ este densitatea spectrală a semnalului $s(t)$, iar $S(\omega-n\omega_e)$ reprezintă aceeași densitate deplasată cu $n\omega_e$ pe axa pulsațiilor. În figura 3.2 sînt prezentate spectrele diferitelor semnale. Se observă că dacă $S(\omega-n\omega_e)$ nu conține frecvențe comune cu $S(\omega-m\omega_e)$ pentru $n\neq m$, atunci diferitele benzi din spectru nu se suprapun. Ele se obțin simplu prin înmulțirea spectrului $S(\omega)$ cu coeficientul Fourier corespunzător, C_n, conform relației (3.3). Această

Scanned with OKEN Scanner

particularitate sugerează imediat și modul în care din $P^*(\omega)$ se poate obține $S(\omega)$. Într-adevăr, dacă impulsurile modulate $p^*(t)$ se trec printr-un filtru cu o funcție de transfer corespunzătoare, atunci la ieșire se obține $s(t)$. Caracteristicile acestui filtru rezultă simplu. Frecvența sa de tăiere trebuie să fie egală sau mai mare decît frecvența maximă din semnal $s(t)$, pentru a permite trecerea întregului spectru corespunzător lui $n=0$, dar în același timp suficient de mică pentru a opri alte benzi. Prin urmare trebuie îndeplinite următoarele condiții

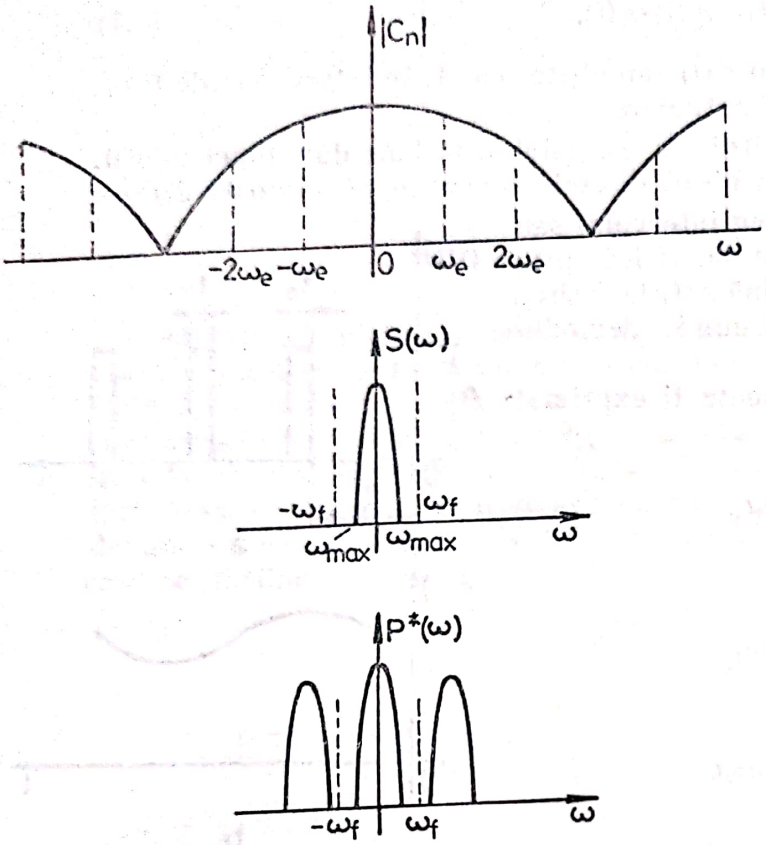


Fig. 3.2. Spectrele semnalelor.

$$\omega_f > \omega_{max}$$

$$\omega_f \leqslant \omega_e - \omega_{max},$$

adică

$$\omega_f + \omega_{max} \leqslant \omega_e$$

și

$$\omega_f \leqslant \frac{1}{2}\omega_e,$$

deci cea mai mare frecvență din semnal poate fi

$$\omega_{max} \leqslant \frac{1}{2}\omega_e.$$

Pentru $n=0$

$$C_0 = \frac{At_0}{T_e},$$

deci funcția de transfer a filtrului trebuie să fie

$$H(\omega) = \frac{T_e}{At_0} \text{ pentru } |\omega| \leqslant \omega_f \tag{3.4}$$

$$H(\omega) = 0 \quad \text{pentru } |\omega| > \omega_f.$$

Caracteristica de fază trebuie să fie nulă pentru ca filtrul să nu introducă defazări între semnalele de la ieșire și intrare.

Prin urmare, dacă filtrul și frecvența de eșantionare îndeplinesc condițiile de mai sus, atunci

$$P^*(\omega) \cdot H(\omega) = S(\omega). \tag{3.5}$$

Relațiile (3.1) și (3.5) conduc la schema din figura 3.4 care permite atît eșantionarea cît și reconstituirea fizică a semnalului.

Scanned with OKEN Scanner

Relația (3.5) servește și la stabilirea expresiei prin care se poate calcula funcția $s(t)$ din valorile eșantionate. În acest scop, plecînd de la teorema convoluției funcțiilor aperiodice

$$f(t)=\int_{-\infty}^{+\infty} s_1(\tau)\cdot s_2(t-\tau)\,d\tau=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_1(\omega)\cdot S_2(\omega)\,e^{j\omega t}\,d\omega$$

și considerînd $H(\omega)$ ca densitate spectrală a unui semnal $h(t)$, din relația (3.5) rezultă

$$s(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega)\,e^{j\omega t}\,dt=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} P^*(\omega)\,H(\omega)\,e^{j\omega t}\,dt=$$

$$=\int_{-\infty}^{+\infty} p^*(\tau)\,h(t-\tau)\,d\tau. \qquad (3.6)$$

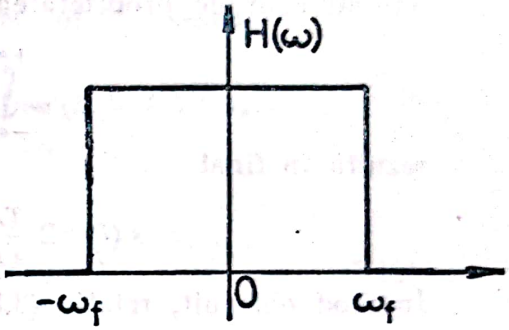


Fig. 3.3. Caracteristica de amplitudine a filtrului.

Semnalul care are transformata Fourier dată de condițiile (3.4) rezultă imediat

$$h(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega)\,e^{j\omega t}\,d\omega=\frac{1}{2\pi}\,\frac{T_e}{At_0}\int_{\omega_f}^{\omega_f} e^{j\omega t}\,d\omega=\frac{2T_e}{T_f At_0}\cdot\frac{\sin\omega_f t}{\omega_f t}.$$

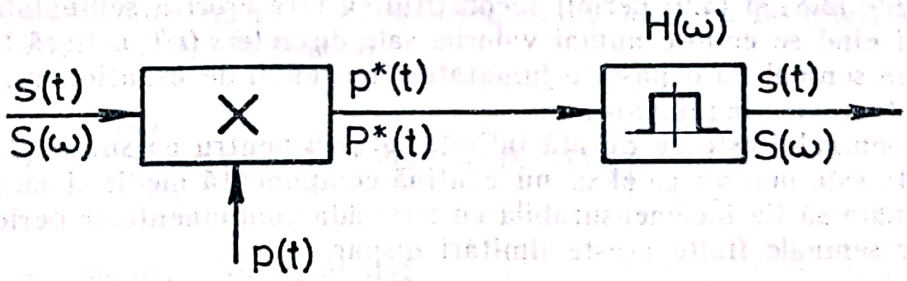


Fig. 3.4. Schema eșantionării și a reconstituirii semnalului.

Prin urmare relația (3.6) se scrie

$$s(t)=\int_{-\infty}^{+\infty} p(t)\,s(\tau)\cdot 2\,\frac{T_e}{T_f At_0}\cdot\frac{\sin\omega_f(t-\tau)}{\omega_f(t-\tau)}\,d\tau. \qquad (3.7)$$

Această integrală se efectuează simplu dacă se presupune că impulsurile de eșantionare au aria unitară, adică $At_0=1$ și durata nulă, $t_0=0$. În acest caz funcția $p(t)$ devine funcția periodică $\delta_{Te}(t)$

$$\delta_{Te}(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT_e),$$

care are spectrul constant

$$C_n = \frac{1}{T_e}.$$

Cu acestea, relația (3.7) devine

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(\tau)\,\delta(\tau - nT_e)\,2\frac{T_e}{T_f} \cdot \frac{\sin \omega_f (t-\tau)}{\omega_f (t-\tau)}\,d\tau.$$

Ținînd cont de proprietatea de filtrare a funcției delta, adică de faptul că

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)\,\delta(\tau - \xi)\,d\tau = f(\xi),$$

rezultă în final

$$s(t) = 2\frac{T_e}{T_f} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT_e) \frac{\sin \omega_f (t-nT_e)}{\omega_f (t-nT_e)}. \tag{3.8}$$

În mod obișnuit, relația (3.8) se prezintă numai pentru cazul limită cînd

$$\omega_f = \omega_{max} = \frac{1}{2}\omega_e,$$

și cînd

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT_e) \frac{\sin \frac{\omega_e}{2}(t-nT_e)}{\frac{\omega_e}{2}(t-nT_e)}. \tag{3.9}$$

Relațiile (3.8) și (3.9) permit reconstituirea fără erori a semnalului inițial $s(t)$ atunci cînd se cunosc numai valorile sale discrete $s(nT_e)$, dacă frecvența maximă din semnal nu depășește jumătatea frecvenței de eșantionare. Aceasta constituie teorema eșantionării.

Dacă semnalul este de durată infinită, atunci pentru ca suma (3.8) să fie convergentă este necesar ca el să nu conțină componentă medie și ca perioada de eșantionare să fie incomensurabilă cu perioada componentelor periodice. În cazul unor semnale finite aceste limitări dispar.

3.1.2. EȘANTIONAREA SEMNALELOR PENTRU OBȚINEREA VALORILOR MEDII

În cazul în care interesează să fie reconstituită numai valoarea medie a semnalului se deduc alte condiții de eșantionare. Dacă T este intervalul în care se determină media, semnalul $s(t)$ poate fi descompus într-o serie Fourier, oricare ar fi forma sa

$$s(t) = S_0 + \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \qquad t_0 \leqslant t \leqslant t_0 + T$$

Scanned with OKEN Scanner

și

$$S_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t)\, dt.$$

Prin eșantionare cu perioada T_e se obțin valorile

$$s(t_0+jT_e) = S_0 + \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cos[n\omega(t_0+jT_e)+\varphi_n].$$

Luînd media celor k eșantioane prelevate în intervalul T, rezultă

$$\frac{1}{k}\sum_{j=0}^{k-1} s(t_0+jT_e) = S_0 + \frac{1}{k}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{j=0}^{k-1} S_n \cos[n\omega(t_0+jT_e)+\varphi_n]$$

și pentru ca ea să reprezinte pe S_0 trebuie ca

$$\frac{1}{k}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{j=0}^{k-1} S_n \cos[n\omega(t_0+jT_e)+\varphi_n] = 0. \tag{3.10}$$

Aceasta reprezintă condiția cea mai generală pentru ca eșantionarea să fie corectă. Ea nu poate fi însă aplicată practic, deoarece depinde și de valoarea armonicelor prezente în semnal. Condiția (3.10) este însă evident satisfăcută și într-un caz mai restrictiv și anume dacă, independent de n,

$$\sum_{j=0}^{k-1} \cos[n\omega(t_0+jT_e)+\varphi_n] = 0, \tag{3.11}$$

adică, nici o armonică nu dă prin eșantionare o valoare medie diferită de zero.

După cum se știe, în general

$$\sum_{j=0}^{k-1} \cos(\alpha+j\delta) = \cos\left[\alpha+(k-1)\frac{\delta}{2}\right] \frac{\sin k\frac{\delta}{2}}{\sin\frac{\delta}{2}}. \tag{3.12}$$

Prin urmare, deoarece, în cazul dat

$$\alpha = n\omega t_0 + \varphi_n$$

$$\delta = n\omega T_e$$

condiția (3.11) poate fi satisfăcută în două moduri diferite:
dacă

$$\sin kn\omega\frac{T_e}{2} = 0,$$

adică

$$kn\omega\frac{T_e}{2} = N\pi, \qquad (N=1, 2, 3 \ldots) \tag{3.13}$$

Scanned with OKEN Scanner

sau dacă

$$\cos\left[n\omega t_0+\varphi_n+(k-1)\frac{n\omega T_e}{2}\right]=0,$$

adică

$$n\omega t_0+\varphi_n+(k-1)\frac{n\omega T_e}{2}=(2N+1)\frac{\pi}{2}.$$

Relaţia (3.13) poate fi scrisă sub forma

$$kT_e=\frac{T}{n}N.$$

Ţinînd cont că toate cele k eşantioane sînt prelevate în intervalul T (fig. 3.5), rezultă evident $kT_e\leqslant T$ şi deci pentru armonica fundamentală ($n=1$) se obţine $N=1$, iar condiţia pentru eşantionare corectă (3.12) se reduce la

$$kT_e=T, \qquad (3.14)$$

adică $f_e=kf$, deci frecvenţa de eşantionare să fie un multiplu al frecvenţei de bază.

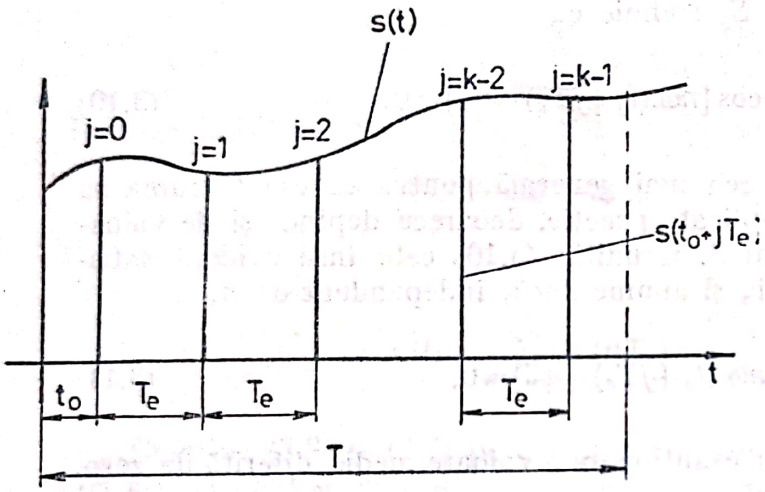


Fig. 3.5. Prelevarea eşantioanelor în interiorul perioadei T.

O analiză mai atentă a relaţiei (3.12) arată că relaţia (3.13) nu este suficientă pentru satisfacerea condiţiei (3.11). Este necesar în plus ca

$$\delta=n\omega T_e\neq 2\mu\pi \quad [(\mu=1, 2\ldots), \qquad (3.15)$$

sau

$$T_e\neq\frac{T}{n}\mu,$$

pentru că în cazul contrar

$$\sum_{j=0}^{k-1}\cos(\alpha+j\delta)=k\cos\alpha\neq 0.$$

Exemplul următor lămureşte aceste condiţii. Se presupune că o funcţie periodică, cu perioada T conţine numai fundamentala şi armonica a doua (fig. 3.6). Dacă se eşantionează cu o frecvenţă de două ori mai mare decît $f=\frac{1}{T}$, relaţia (3.14) este satisfăcută. Se observă că media eşantioanelor din fundamentală este nulă, deci eşantionarea este corectă pentru fundamentală, dar pentru armonica a doua ambele eşantioane au aceeaşi valoare, deci media nu poate fi nulă. Ori în acest caz nu este satisfăcută condiţia (3.15), pentru că $T_e=\frac{T}{2}$.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă în intervalul T se cuprind λ perioade T_s ale semnalului, adică $T=\lambda T_s$, atunci relația (3.13) devine

$$kT_e=\frac{T_s}{n}N=\frac{T}{\lambda n}N$$

și deoarece, ca mai sus $kT_e\leqslant T$, pentru $n=1$, rezultă $\frac{N}{\lambda}\leqslant 1$. Considerînd cazul $\frac{N}{\lambda}=1$, adică $kT_e=T=\lambda T_s$, se obține condiția de eșantionare corectă

$$f_e=\frac{k}{\lambda}f_s.$$

Se observă că frecvența de eșantionare este cu atît mai mică cu cît se eșantionează mai multe perioade, putînd fi chiar mai mică decît frecvența fundamentală a semnalului.

În concluzie, dacă sînt îndeplinite simultan ambele condiții (3.13) și (3.15) atunci eșantionarea nu introduce erori în determinarea mediei.

Dacă condiția (3.13) nu este îndeplinită riguros, evident că se introduce o eroare, datorită eșantionării, egală cu

$$\Delta S=\frac{1}{k}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{j=0}^{k-1}S_n\cos\left[n\omega\left(t_0-jT_e\right)+\varphi_n\right].$$

Contribuția unei armonici la această eroare este

$$\Delta S_n=\frac{1}{k}\sum_{j=0}^{k-1}S_n\cos\left[n\omega\left(t_0+jT_e\right)+\varphi_n\right]=$$

$$=\frac{1}{k}S_n\cos\left[n\omega t_0+\varphi_n+(k-1)\frac{n\omega T_e}{2}\right]\frac{\sin k\frac{n\omega T_e}{2}}{\sin\frac{n\omega T_e}{2}}.$$

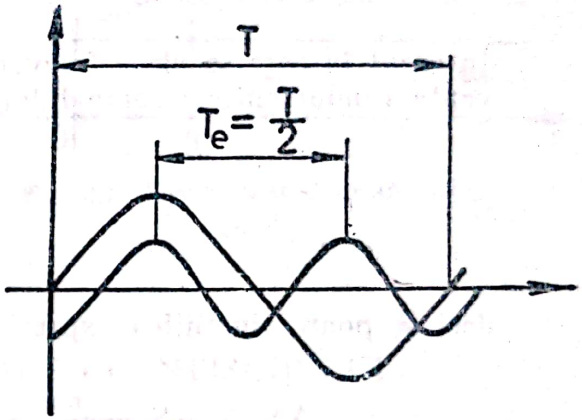


Fig. 3.6. Eșantionarea armonicei a doua.

Pentru evaluarea acestei erori în funcție de abaterea frecvenței de eșantionare față de valoarea dată de relația (3.13) se notează

$$\Delta=\frac{N\frac{T}{n}-kT_e}{T}.$$

Se observă că N este numărul de perioade al armonicii n, care este eșantionată.

Pentru a aprecia limitele între care poate varia Δ, se observă că numărătorul său este cuprins între

$$0\leqslant N\frac{T}{n}-kT_e\leqslant T_e,$$

pentru că în caz contrar numărul de eșantioane va fi cu siguranță diferit de k, deoarece în același interval $N\frac{T}{n}$, dacă diferența ar fi negativă, s-ar cuprinde

Scanned with OKEN Scanner

mai puține impulsuri de eșantionare decît k, iar dacă diferența ar fi mai mare decît T_e, s-ar cuprinde mai multe.

Prin urmare se poate afirma că

$$\Delta < \frac{T_e}{T} = \frac{f}{f_e}.$$

Cu acestea

$$\Delta S = \frac{1}{k} S_n \cdot \frac{\sin(N\pi - n\pi\Delta)}{\sin\frac{N\pi - n\pi\Delta}{k}} \cos\left[N\pi + n\omega t_0 + \varphi_n - \frac{\pi N}{k} - \frac{k-1}{k} \cdot n\pi\Delta\right] =$$

$$= -\frac{1}{k} S_n \frac{\sin n\pi\Delta}{\sin\frac{N\pi - n\pi\Delta}{k}} \cos\left[n\omega t_0 + \varphi_n - \pi\left(\frac{N}{k} + \frac{k-1}{k} n\Delta\right)\right].$$

În cazul în care se alege frecvența de eșantionare mult mai mare decît frecvența fundamentalei semnalului, rezultă

$$\Delta \ll 1$$

și

$$k \gg 1,$$

deci se poate simplifica expresia erorii

$$\Delta S_n = -S_n \frac{n\Delta}{N - n\Delta} \cos\left[n\omega t_0 + \varphi_n - \pi\left(\frac{N}{k} + \frac{k-1}{k} n\Delta\right)\right]$$

și se observă că aceasta este cu atît mai mică cu cît Δ este mai mic.

Cea de a doua condiție care ar duce la anularea erorii, nu poate fi satisfăcută decît pentru o armonică, pentru care se alege momentul începerii eșantionării în așa fel încît

$$\cos\left[n\omega t_0 + \varphi_n - \pi\left(\frac{N}{k} + \frac{k-1}{k} n\Delta\right)\right] = 0.$$

O valoare apropiată de zero se obține pentru $k \gg 1$ dacă

$$n\omega t_0 + \varphi_n = \pi/2,$$

cînd

$$\cos\left[n\omega t_0 + \varphi_n - \pi\left(\frac{N}{k} + \frac{k+1}{k} n\Delta\right)\right] = \sin\pi\left(\frac{N}{k} + n\Delta\right)$$

este foarte mic.

Aceasta corespunde la începerea eșantionării în momentul în care armonica respectivă este nulă.

Scanned with OKEN Scanner

3.2. CUANTIZAREA

O măsurare numerică constă, în fond, într-o aproximare a unei funcţii continue, $s(t)$, ce reprezintă mărimea de măsurat, printr-o mulţime discretă. Dispozitivul care operează această transformare se numeşte convertor analog-numeric (CAN). Dacă $s(t)$ prezintă în timp variaţia redată în figura 3.7 mulţimea continuă a valorilor acestei funcţii poate fi înlocuită printr-o mulţime discontinuă obţinută prin alegerea unui număr limitat de valori discrete. Fiecare valoare a funcţiei se înlocuieşte cu cea mai apropiată dintre valorile discrete. În figura 3.7 funcţia la momentul t_1 se aproximează, fie prin valoarea 4, fie prin valoarea 5. Acest proces de aproximare introduce evident erori cu atît mai mici cu cît intervalul ales între valorile discrete este mai mic. Acestui interval se obişnuieşte să i se dea numele de cuantă, de aceea procesul de discretizare se mai numeşte şi de cuantizare.

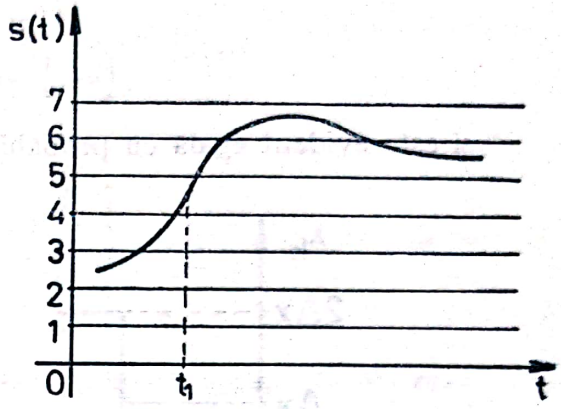


Fig. 3.7. Discretizarea în amplitudine.

3.2.1. PROPRIETĂŢILE STATISTICE ALE CUANTIZORULUI

Convertorul analog-numeric este prin urmare un dispozitiv de cuantizare. Pentru a studia proprietăţile statistice ale unui cuantizor presupunem că la intrarea sa există o variabilă aleatoare x. Gama de variaţie a variabilei se subdivide în intervale de clasă adiacente, I_k, de aceeaşi lărgime Δx (fig. 3.8).

Cuantizarea constă în înlocuirea valorilor lui x prin valoarea centrului intervalului de clasă corespunzător dată de relaţia (3.16)

$$x_k = k\Delta x + \theta\Delta x \text{ pentru } \left(k-\frac{1}{2}\right)\Delta x + \theta\Delta x < x \leqslant \left(k+\frac{1}{2}\right)\Delta x + \theta\Delta x. \quad (3.16)$$

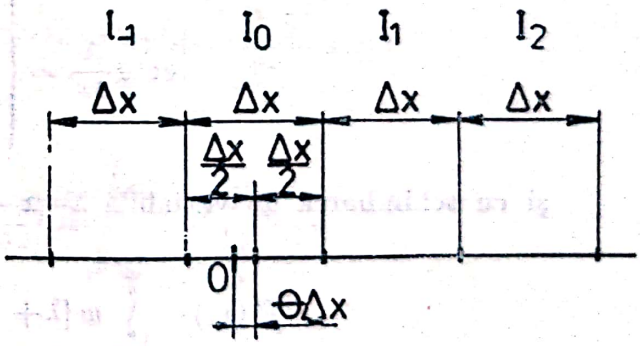


Fig. 3.8. Intervalele de clasă la cuantizare.

Mai întîlnite sînt două cazuri

a) $\theta = 0$, cînd $x_k = k\Delta x$ pentru $\left(k-\frac{1}{2}\right)\Delta x < x \leqslant \left(k+\frac{1}{2}\right)\Delta x$

b) $\theta = \pm\frac{1}{2}$, $x_k = \left(k+t\frac{1}{2}\right)\Delta x$ $k\Delta x < x \leqslant (k+1)\Delta x$.

Scanned with OKEN Scanner

Caracteristicile de intrare-ieşire ale cuantizorului, în cele două cazuri de mai sus, sînt redate în figura 3.9.

Dacă eşantioanele de la intrarea cuantizorului sînt independente, proprietăţile lor sînt descrise complet de o statistică de ordinul întîi, fiind suficientă cunoaşterea densităţii de probabilitate $w(x)$. Probabilitatea ca $x \in I_k$ este

$$\int_{\left(k-\frac{1}{2}+\theta\right)\Delta x}^{\left(k+\frac{1}{2}+\theta\right)\Delta x} w(x)\,dx = P(x_k)$$

şi este evident egală cu probabilitatea de apariţie a lui x_k, $P(x_k)$.

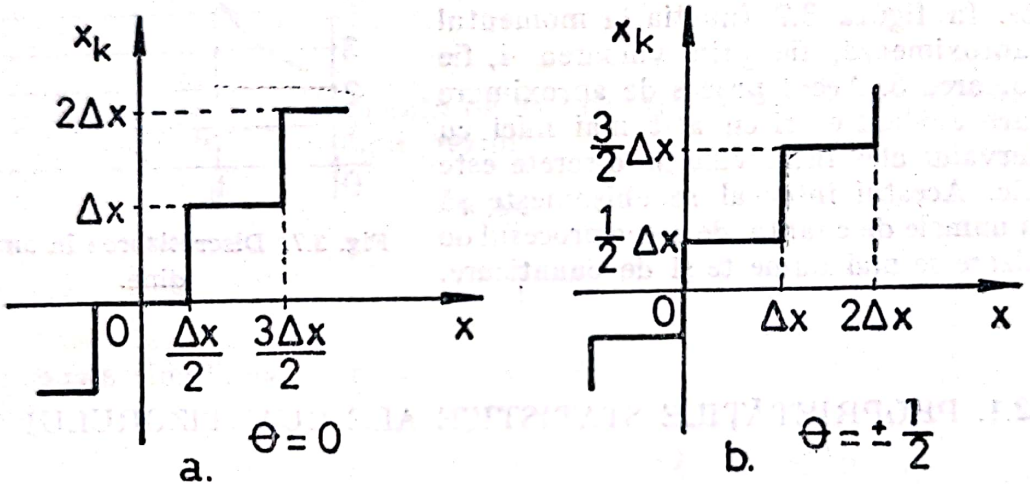


Fig. 3.9. Caracteristici ale cuantizoarelor.

Introducînd funcţia dreptunghiulară

$$\operatorname{rectg}\frac{\lambda}{\Delta x} = \begin{cases} 1 \text{ pt. } |\lambda| \leqslant \frac{\Delta x}{2} \\ 0 \text{ pt. } |\lambda| > \frac{\Delta x}{2} \end{cases} \tag{3.17}$$

şi cu schimbarea de variabilă $\lambda = x - (k+\theta)\Delta x$ se obţine

$$P(x_k) = \int_{-\infty}^{\infty} w[\lambda + (k+\theta)\Delta x] \operatorname{rectg}\frac{\lambda}{\Delta x}\,d\lambda.$$

Funcţia caracteristică a mărimii de ieşire este

$$\hat{\Phi}(v) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} P(x_k) e^{jvx_k} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jv(k+\theta)\Delta x} \int_{-\infty}^{\infty} w[\lambda + (k+\theta)\Delta x] \operatorname{rectg}\frac{\lambda}{\Delta x}\,d\lambda.$$

Scanned with OKEN Scanner

Dacă se notează cu $\Phi(u)$ funcţia caracteristică a mărimii de intrare, atunci prin definiţie

$$w(x)=\frac{1}{2\pi}\mathfrak{F}\{\Phi(u)\} \tag{3.18}$$

şi deci

$$w[\lambda+(k+\theta)\Delta x]=\frac{1}{2\pi}\mathfrak{F}\{e^{-ju(k+\theta)\Delta x}\cdot\Phi(u)\}.$$

Ţinînd cont că

$$\operatorname{rectg}\frac{\lambda}{\Delta x}=\mathfrak{F}\left\{\frac{\Delta x}{2\pi}\cdot\frac{\sin u\frac{\Delta x}{2}}{u\frac{\Delta x}{2}}\right\} \tag{3.19}$$

şi că funcţia este reală, deci $\mathfrak{F}=\mathfrak{F}^*$, se poate aplica teorema lui Parceval

$$\hat{\Phi}(v)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{jv(k+\theta)\Delta x}\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\mathfrak{F}\{e^{-ju(k+\theta)\Delta x}\Phi(u)\}\,\mathfrak{F}^*\left\{\frac{\Delta x}{2\pi}\cdot\frac{\sin u\frac{\Delta x}{2}}{u\frac{\Delta x}{2}}\right\}du=$$

$$=\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{jv(k+\theta)\Delta x}\int_{-\infty}^{\infty}e^{-ju(k+\theta)\Delta x}\Phi(u)\frac{\Delta x}{2\pi}\cdot\frac{\sin u\frac{\Delta x}{2}}{u\frac{\Delta x}{2}}du=$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(u-v-k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)e^{-j\theta\Delta x(u-v)}\Phi(u)\frac{\sin u\frac{\Delta x}{2}}{u\frac{\Delta x}{2}}du=$$

$$=\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{-j\theta 2\pi k}\Phi\left(v+k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\sin\left(v+k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}{\left(v+k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}.$$

Cu ajutorul funcţiei caracteristice pot fi determinate uşor valorile medii şi dispersia mărimii de ieşire. x_k. Astfel, se obţin în final media semnalului cuantizat:

$$M(x_k)=-j\frac{\partial\hat{\Phi}}{\partial v}_{v=0}=M(x)+\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\Delta x}{\pi k}I_m\left\{e^{j2\pi k\left(\frac{1}{2}-\theta\right)}\Phi\left(\frac{2k\pi}{\Delta x}\right)\right\} \tag{3.20}$$

Scanned with OKEN Scanner

și media pătratică a semnalului cuantizat :

$$M(x_k^2) = -\frac{\partial^2 \hat{\Phi}(v)}{\partial v^2}_{v=0} = M(x^2) + \frac{(\Delta x)^2}{12} - 2\frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty} R_e\left\{\frac{1}{k} e^{-j2\pi k\left(\theta-\frac{1}{2}\right)} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \frac{\partial \Phi\left(v+k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)}{\partial v}\right|_{v=0} + \left(\frac{\Delta x}{\pi}\right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} R_e\left\{e^{-j2\pi k\left(\theta-\frac{1}{2}\right)} \Phi\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\right\}. \quad (3.21)$$

Ca urmare dispersia semnalului cuantizat este

$$\text{Disp}\ \{x_k\} = M(x_k^2) - [M(x_k)]^2 =$$

$$= \text{Disp}\ \{x\} + \frac{(\Delta x)^2}{12} - \frac{\Delta x}{\pi}\sum_{\substack{k=-\infty \\ k\neq 0}}^{\infty} \frac{1}{k} e^{-j2\pi k\left(\theta-\frac{1}{2}\right)} \frac{\partial \Phi\left(v+k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)}{\partial v}_{v=0} +$$

$$+ \left(\frac{\Delta x}{\pi}\right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} R_e\left\{e^{-j2\pi k\left(\theta-\frac{1}{2}\right)} \Phi\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\right\} -$$

$$-2M(x)\frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} I_m\left\{e^{-j2\pi k\left(\theta-\frac{1}{2}\right)} \Phi\left(\frac{2k\pi}{\Delta x}\right)\right\} -$$

$$- \left[\frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} I_m\left\{e^{-j2\pi k\left(\theta-\frac{1}{2}\right)} \Phi\left(\frac{2k\pi}{\Delta x}\right)\right\}\right]^2. \quad (3.22)$$

Dacă semnalul de intrare este gaussian, atunci

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} e^{-\frac{[x-M(x)]^2}{2\sigma^2}},$$

iar funcția sa caracteristică este

$$\Phi(v) = e^{jvM(x) - \frac{v^2\sigma^2}{2}}$$

și

$$M(x_k) = M(x) + \frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} I_m\left\{e^{j\left[2\pi k\left(\frac{1}{2}-\theta\right)+\frac{2k\pi}{\Delta x}M(x)\right]}\right\} e^{-\left(\frac{2\pi k}{\Delta x}\right)^2\frac{\sigma^2}{2}}.$$

Ca urmare, eroarea de determinare a mediei $M(x)$ din datele cuantizate este

$$\varepsilon_c = M(x_k) - M(x) = \frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty} e^{-\left(\frac{2\pi k}{\Delta x}\right)^2\frac{\sigma^2}{2}} I_m\left\{e^{j\left[2\pi k\left(\frac{1}{2}-\theta\right)+\frac{2k\pi}{\Delta x}M(x)\right]}\right\} =$$

$$= \frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\left(\frac{2\pi k}{\Delta x}\right)^2\frac{\sigma^2}{2}} \sin 2\pi k\left[\left(\frac{1}{2}-\theta\right)+\frac{M(x)}{\Delta x}\right].$$

Scanned with OKEN Scanner

Dacă notăm

$$M(x)=(k+\theta)\,\Delta x+\beta\Delta x,\quad -\frac{1}{2}<\beta<\frac{1}{2}$$

atunci

$$\varepsilon_c=\frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k}\,e^{-\left(\frac{2\pi k}{\Delta x}\right)^2\frac{\sigma^2}{2}}\sin(\pi k+2\pi k\beta)=$$

$$=\frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k}{k}\,e^{-\left(\frac{2\pi k}{\Delta x}\right)^2\frac{\sigma^2}{2}}\sin 2\pi k\beta.$$

Eroarea este nulă numai dacă $\beta=0$, adică media semnalului coincide cu valoarea centrului unui interval de clasă. Se observă de asemenea că eroarea scade cu creșterea raportului $\frac{\sigma}{\Delta x}$. Reținînd numai primul termen din sumă, se obține

$\frac{\sigma}{\Delta x}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{2}$	1
ε_c	$3{,}5\cdot10^{-2}\Delta x\sin\pi 2\beta$	$2{,}3\cdot10^{-3}\Delta x\sin 2\pi\beta$	$8{,}3\cdot10^{-10}\,\Delta x\sin 2\pi\beta$

Valoarea medie pătratică a semnalului gaussian cuantizat este

$$M(x_k^2)=M(x)^2+\frac{(\Delta x)^2}{12}+2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k e^{-2\pi^2k^2\left(\frac{\sigma}{\Delta x}\right)^2}\left\{\frac{\Delta x}{k\pi}M(x)\sin 2k\pi\beta+\right.$$

$$\left.+\left[2\sigma^2+\frac{(\Delta x)^2}{2k^2\pi^2}\right]\cos 2k\pi\beta\right\}$$

și deci dispersia sa devine

$$\operatorname{disp}\{x_k\}=\operatorname{disp}\{x\}+\frac{(\Delta x)^2}{12}+2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k\left(2\pi^2+\frac{(\Delta x)^2}{2k^2\pi^2}\right)\cos 2\pi k\beta\cdot$$

$$\cdot\exp\left[-2\pi^2k^2\left(\frac{\sigma}{\Delta x}\right)^2\right]-\left(\frac{\Delta x}{\pi}\right)^2\left\{\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k}{k}\sin 2\pi k\beta\exp\left[-2\pi^2k^2\left(\frac{\sigma}{\Delta x}\right)^2\right]\right\}^2.$$

Pentru valori destul de mari ale lui $\frac{\sigma}{\Delta x}$ se observă că principalul termen care marchează creșterea dispersiei prin cuantizare este $\left(\frac{\Delta x}{12}\right)^2$, rezultat care reprezintă exact această creștere în cazul în care variabila de intrare este uniform distribuită.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă variabila de intrare a cuantizorului, x, reprezintă un proces Markov simplu, pentru descrierea completă a fenomenului este necesară cunoașterea densității de probabilitate de ordinul al doilea $w(x_1, x_2)$, x_1 și x_2 fiind o pereche de eșantioane adiacente.

Urmînd aceeași procedură ca și în cazul proceselor pur aleatoare (de ordinul întîi) se obțin următoarele rezultate

$$\hat{\Phi}(v_1, v_2) = \sum_{k_1, k_2=-\infty}^{\infty} e^{-j\theta 2\pi (k_1+k_2)} \Phi\left[v_1+k_1\frac{2\pi}{\Delta x},\ v_2+k_2\frac{2\pi}{\Delta x}\right] \cdot$$

$$\cdot \frac{\sin\left(v_1+k_1\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}{\left(v_1+k_1\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}} \cdot \frac{\sin\left(v_2+k_2\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}{\left(v_2+k_2\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}.$$

Utilizînd proprietățile de simetrie ale funcției caracteristice $\Phi(v_1, v_2)$ și anume :

$$\Phi(-v_1, v_2) = \Phi^*(v_1, -v_2)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial v_1}(0, -v_2) = -\frac{\partial \Phi^*}{\partial v_1}(0, v_2),$$

rezultă media variabilei cuantizate :

$$M(x_k) = -j\frac{\partial \hat{\Phi}}{\partial v_1}_{\substack{v_1=0\\v_2=0}} = M(x_1) + \frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k} Im\left\{e^{j2\pi k\left(\frac{1}{2}-\theta\right)}\Phi\left(\frac{2\pi k}{\Delta x}, 0\right)\right\}$$

și media patratică

$$M(x_k^2) = -\frac{\partial^2 \hat{\Phi}}{\partial v_1^2}_{\substack{v_1=0\\v_2=0}} = M(x_1^2) + \frac{(\Delta x)^2}{12} -$$

$$-\sum_{k=1}^{\infty} Re\left\{e^{j2\pi k\left(\frac{1}{2}-\theta\right)}\left[\frac{2\pi x}{k\pi}\frac{\partial \Phi}{\partial v_1}\left(\frac{2k\pi}{\Delta x}, 0\right) - \left(\frac{\Delta x}{\pi}\right)^2\frac{1}{k^2}\Phi\left(\frac{2k\pi}{\Delta x}, 0\right)\right]\right\}.$$

Cu ajutorul acestora se poate calcula, ca mai sus, dispersia semnalului cuantizat.

Funcția de autocorelație rezultă :

$$R_{x_k x_k} = -\frac{\partial^2 \hat{\Phi}}{\partial v_1, \partial_2}_{\substack{v_1=0\\v_2=0}} = R_{xx} - \frac{\Delta x}{2\pi}\sum_{\substack{k_1=-\infty\\k_2\neq 0}}^{\infty}\frac{(-1)^{k_2}}{k_2} e^{-j2\pi k_2}\cdot\frac{\partial \Phi}{\partial v_1}\left(0, \frac{2\pi}{\Delta x}k_2\right) -$$

$$-\frac{\Delta x}{2\pi}\sum_{\substack{k_1=-\infty\\k_2\neq 0}}^{\infty}\frac{(-1)^{k_1}}{k_1} e^{-j2\pi k_2}\cdot\frac{\partial \Phi}{\partial v_2}\left(\frac{2\pi k_1}{\Delta x}, 0\right) -$$

Scanned with OKEN Scanner

$$-\left(\frac{\Delta x}{2\pi}\right)^2 \sum_{\substack{k_1=-\infty \\ k_1\neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{k_2=-\infty \\ k_2\neq 0}}^{\infty} \frac{(-1)^{k_1+k_2}}{k_1 k_2} e^{-j2\theta(k_1+k_2)} \cdot \Phi\left(\frac{2\pi k_1}{\Delta x}, \frac{2\pi k_2}{\Delta x}\right) =$$

$$= R_{xx} - \frac{\Delta x}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} R_e \left\{ e^{j2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)k} \left[\frac{\partial \Phi}{\partial v_1}\left(0, \frac{2\pi}{\Delta x}k\right) + \frac{\partial \Phi}{\partial v_2}\left(\frac{2\pi}{\Delta x}k, 0\right)\right]\right\} -$$

$$- \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta x}{\pi}\right)^2 \sum_{k_1=1}^{\infty} \sum_{k_2=1}^{\infty} \frac{1}{k_1 k_2} R_e \left\{ e^{j2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)(k_1+k_2)} \left[\Phi\left(\frac{2\pi}{\Delta x}k_1, \frac{2\pi}{\Delta x}k_2\right) - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \Phi\left(\frac{2\pi}{\Delta x}k_1, -\frac{2\pi}{\Delta x}k_2\right)\right]\right\}.$$

Pentru semnale gaussiene de ordinul doi, centrate

$$\Phi(v_1, v_2) = \exp\left\{-\frac{\sigma^2}{2}(v_1^2 - 2\rho v_1 v_2 + v_2^2)\right\}$$

$$R_{xx} = \rho\sigma^2,$$

deci

$$R_{x_k x_k} = R_{xx}\left\{1 + 4\sum_{k=1}^{\infty} \cos\left[2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)k\right] \exp\left[-2\pi^2 \frac{\sigma^2}{(\Delta x)^2} k^2\right]\right\} +$$

$$+ \frac{(\Delta x)^2}{\pi^2} \sum_{k_1=1}^{\infty} \sum_{k_2=1}^{\infty} \frac{1}{k_1 k_2} \left\{ \cos\left[2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)k_1\right] \cos\left[2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)k_2\right] \cdot \right.$$

$$\operatorname{sh}\left(4\pi^2 \frac{\sigma^2}{(\Delta x)^2} \rho k_1 k_2\right) +$$

$$\left. + \sin\left[2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)k_1\right] \sin\left[2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)k_2\right] \operatorname{ch}\left(4\pi^2 \frac{\sigma^2}{(\Delta x)^2} \rho k_1 k_2\right)\right\} \cdot$$

$$\cdot \exp\left[-2\pi^2 \frac{\sigma^2}{(\Delta x)^2}(k_1^2 + k_2^2)\right].$$

Notînd

$$\lambda = \frac{\sigma}{\Delta x},$$

pentru

$$\rho 4\pi^2 \lambda^2 > 2$$

se poate considera

$$\operatorname{ch} \rho\, 4\pi^2\lambda^2 k_1 k_2 \approx \operatorname{sh} \rho 4\pi^2\lambda^2 k_1 k_2 = \frac{1}{2} \exp \rho\, 4\pi^2\lambda^2 k_1 k_2$$

Scanned with OKEN Scanner

şi deci

$$R_{x_k x_k} = R_{xx}\left\{1+4\sum_{k=1}^{\infty}\cos\left[2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)\right]\exp\left(-2\pi^2\lambda^2 k^2\right)\right\}+$$

$$+\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta x}{\pi^2}\right)^2\sum_{k_1=1}^{\infty}\sum_{k_2=1}^{\infty}\frac{1}{k_1 k_2}\cos\left[2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)(k_1-k_2)\right]\cdot$$

$$\cdot\exp\left[-2\pi^2\lambda^2\left(k_1^2-2k_1k_2\rho+k_2^2\right)\right],$$

deci semnalul cuantizat are o funcţie de corelaţie diferită de semnalul de intrare, diferenţa depinzînd de fineţea cuantizării (λ) şi de coeficientul de corelaţie al semnalului de intrare, ρ.

3.2.2. ZGOMOTUL DE CUANTIZARE

Prin zgomot de cuantizare se înţelege diferenţa dintre valorile semnalului de ieşire şi de intrare ale cuantizorului, adică

$$y = x_k - x.$$

Se observă că el este univoc determinat de valoarea mărimii de intrare x. Introducînd valoarea lui x_k dată de (3.16), se obţine

$$y = (k+\theta)\,\Delta x - x,$$

relaţie reprezentată în figura 3.10, care evidenţiază că zgomotul de cuantizare este o funcţie periodică, cu perioada egală cu un interval de clasă şi cu valoarea maximă egală cu $\frac{\Delta x}{2}$.

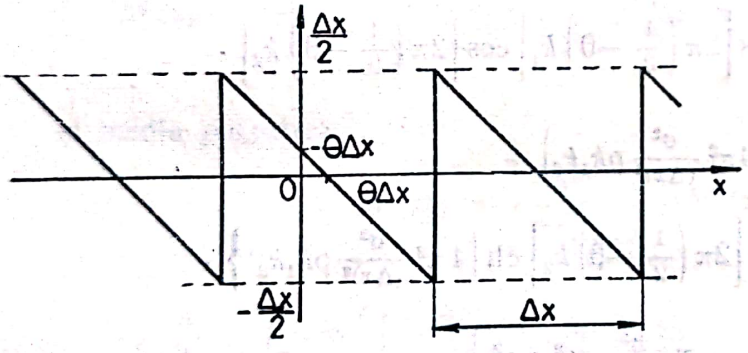


Fig. 3.10. Zgomotul de cuantizare.

Deoarece în cazul unor funcţii uniforme de variabilă aleatoare $y = f(x)$, densitatea de probabilitate este dată de

$$W(y) = w(x)\left(\frac{dx}{dy}\right),$$

în cazul zgomotului de cuantizare, pentru un interval de clasă, se obţine

$$W_k(y) = w(x), \qquad \forall x \in I_k$$

sau

$$W_k(y) = w(x)\,\mathrm{rectg}\,\frac{y}{\Delta x}.$$

Întrucît aceeaşi valoare a zgomotului apare în fiecare interval de clasă, densitatea de probabilitate a zgomotului în tot domeniul de existenţă al variabilei de intrare este

$$W(y)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} W_k(y)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} w(x)\ \mathrm{rectg}\frac{y}{\Delta x}=$$

$$=\sum_{k=-\infty}^{\infty} w(-y+x_k)\ \mathrm{rectg}\frac{y}{\Delta x}\cdot \qquad (3.23)$$

Funcţia $\mathrm{rectg}\frac{y}{\Delta x}$ s-a introdus pentru a se limita valorile lui y la domeniul său de existenţă $\left(-\frac{1}{2}\Delta x, \frac{1}{2}\Delta x\right)$.

Ca urmare, ţinînd cont de relaţia (3.17), rezultă

$$w(-y+x_k)=\frac{1}{2\pi}\mathfrak{F}_y\{\Phi(-u)\,e^{jux_k}\}=\frac{1}{2\pi}\mathfrak{F}_y\{\Phi^*(u)\,e^{jux_k}\}. \qquad (3.24)$$

Cu relaţiile (3.19) şi (3.24), (3.23) devine

$$W(y)=\frac{\Delta x}{4\sigma^2}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\mathfrak{F}_y\{\Phi^*(u)\,e^{jux_k}\}\cdot\mathfrak{F}_y\left\{\frac{\sin u\frac{\Delta x}{2}}{u\frac{\Delta x}{2}}\right\}.$$

Conform teoremei lui Borel

$$W(y)=\frac{\Delta x}{4\pi^2}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\mathfrak{F}_y\left\{\int_{-\infty}^{\infty}\Phi^*(\lambda)\,e^{j\lambda(k+\theta)\Delta x}\cdot\frac{\sin(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}}{(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}}\,d\lambda\right\}.$$

Deci funcţia caracteristică a zgomotului de cuantizare este

$$\Phi_y(u)=\int_{-\infty}^{\infty}e^{juy}W(y)\,dy=\frac{\Delta x}{2\pi}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\Phi_x^*(\lambda)\,e^{j\lambda k\Delta x}\exp(j\lambda\theta\Delta x)\,d\lambda.$$

Dar

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{jk\lambda\Delta x}=\frac{2\pi}{\Delta x}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(\lambda-k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)$$

şi prin urmare

$$\Phi_y(u)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{j2\pi k\theta}\cdot\Phi_x^*\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\cdot\frac{\sin\left(u-k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}{\left(u-k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}=$$

Scanned with OKEN Scanner

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \Phi_x^*\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right) \frac{\sin\left(u\frac{\Delta x}{2} - k\pi\right)}{u\frac{\Delta x}{2} - k\pi} \exp j\,2\pi k\theta =$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \Phi_x\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right) \frac{\sin\left(u\frac{\Delta x}{2} - k\pi\right)}{u\frac{\Delta x}{2} - k\pi} \exp\left(-j\,2\pi k\theta\right).$$

Valoarea medie a zgomotului este prin urmare

$$M(y) = -j\frac{\partial \Phi_y(u)}{\partial u}_{u=0} = \frac{\Delta x}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} I_m\left\{\Phi\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right) \exp\left[j\,2\pi k\left(\frac{1}{2} - \theta\right)\right]\right\}, \quad (3.25)$$

ceea ce corespunde relației (3.20).

Valoarea medie pătratică a zgomotului se obține

$$M(y^2) = -\frac{\partial^2 \Phi_y(u)}{\partial^2 u}_{u=0} =$$

$$= \frac{(\Delta x)^2}{12} + \frac{(\Delta x)^2}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} R_e\left\{\Phi_x\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right) \exp\left[j\,2\pi k\left(\frac{1}{2} - \theta\right)\right]\right\}.$$

Se observă că în cazul în care distribuția semnalului de intrare, x, este cu bandă limitată, astfel încît funcția sa caracteristică poate fi considerată nulă pentru $u \geqslant \frac{2\pi}{\Delta x}$, atunci, independent de legea de distribuție a lui x,

$$\Phi_y(u) = \frac{\sin u\frac{\Delta x}{2}}{u\frac{\Delta x}{2}}$$

și densitatea de probabilitate a zgomotului de cuantizare, rezultă

$$w(y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_y(u)\, e^{-juy} du = \frac{1}{\Delta x} \operatorname{rectg} \frac{y}{\Delta x},$$

deci zgomotul este uniform distribuit între $-\frac{\Delta x}{2}$ și $+\frac{\Delta x}{2}$.

Rezultă de asemenea că, în acest caz

$$M(y^2) = \left(\frac{\Delta x}{12}\right)^2$$

și deci valoarea efectivă a zgomotului de cuantizare este

$$\sigma_y = \sqrt{M(y^2)} = \frac{\Delta x}{2\sqrt{3}}.$$

Scanned with OKEN Scanner

3.2.3. FUNCŢIA DE AUTOCORELAŢIE A ZGOMOTULUI

Dacă variabila aleatoare de intrare, x, este de ordinul doi, adică două eşantioane adiacente nu sînt independente, deci ea este descrisă de densitatea de probabilitate de ordinul doi $w(x_1, x_2)$, atunci funcţia caracteristică a zgomotului se obţine sub forma

$$\Phi_y(v_1, v_2) = \sum_{k_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{k_2=-\infty}^{+\infty} \Phi_x\left(k_1 \frac{2\pi}{\Delta x} k_2 \frac{2\pi}{\Delta x}\right) \frac{\sin\left(v_1 \frac{\Delta x}{2} - k\pi\right) \sin\left(v_2 \frac{\Delta x}{2} - k\pi\right)}{\left(v_1 \frac{\Delta x}{2} - k\pi\right)\left(v_2 \frac{\Delta x}{2} - k\pi\right)} \cdot$$

$$\cdot \exp\left[-j\, 2\pi\, (k_1 + k_2)\, \theta\right].$$

Ca urmare funcţia de autocorelaţie a zgomotului este

$$R_{yy} = -\frac{\partial^2 \Phi_y(v_1, v_2)}{\partial v_1, \partial v_2\,(v_1=0,\ v_2=0)} =$$

$$= -\sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} \Phi_x\left(k_1 \frac{2\pi}{\Delta x}, k_2 \frac{2\pi}{\Delta x}\right) \cdot \frac{(\Delta x)^2}{4\pi^2 k_1 k_2} \exp\left[j\, 2\pi\, (k_1 + k_2)\left(\frac{1}{2} - \theta\right)\right].$$

Ţinînd cont că

$$\Phi(-v_1, v_2) = \Phi^*(v_1, -v_2)$$

$$\Phi(-v_1, -v_2) = \Phi^*(v_1, v_2),$$

termenii simetrici în i, $-i$ şi k, $-k$ se pot aduna şi atunci

$$R_{yy} = -\frac{(\Delta x)^2}{2\pi^2} \sum_{k_1=1}^{\infty} \sum_{k_2=1}^{\infty} R_e\left\{\frac{1}{k_1 k_2} \Phi_x\left(k_1 \frac{2\pi}{\Delta x}, k_2 \frac{2\pi}{\Delta x}\right) \exp\left[j\, 2\pi\, (k_1 + k_2)\left(\frac{1}{2} - \theta\right)\right] - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{k_1 k_2} \Phi_x\left(k_1 \frac{2\pi}{\Delta x}, -k_2 \frac{2\pi}{\Delta x}\right) \exp\left[j\, 2\pi\, (k_1 - k_2)\left(\frac{1}{2} - \theta\right)\right]\right\}.$$

În cazul unor semnale aleatoare gaussiene centrate

$$R_{yy} = -\frac{(\Delta x)^2}{2\pi^2} \sum_{k_1=1}^{\infty} \sum_{k_2=1}^{\infty} \frac{1}{k_1 k_2} \exp\left[-\frac{\sigma^2}{2}\left(\frac{2\pi}{\Delta x}\right)^2 (k_1^2 + k_2^2)\right] \cdot$$

$$\cdot R_e\left\{\exp\left[j\, 2\pi\, (k_1 + k_2)\left(\frac{1}{2} - \theta\right)\right] \exp\left[-\sigma^2 \rho \left(\frac{2\pi}{\Delta x}\right)^2 k_1 k_2\right] - \right.$$

$$\left. - \exp\left[j\, 2\pi \left(\frac{1}{2} - \theta\right)(k_1 - k_2)\right] \exp\left[\sigma^2 \rho \left(\frac{2\pi}{\Delta x}\right)^2 k_1 k_2\right]\right\}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Introducînd funcţiile hiperbolice, în final se obţine

$$R_{yy}=\frac{(\Delta x)^2}{\pi^2}\sum_{k_1=1}^{\infty}\sum_{k_2=1}^{\infty}\frac{1}{k_1k_2}\left[\sin 2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)k_1\sin 2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)k_2\,\mathrm{ch}\,\rho\,4\pi^2\left(\frac{\sigma}{\Delta x}\right)^2k_1k_2+\right.$$

$$\left.+\cos 2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)k_1\cos 2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)k_2\,\mathrm{sh}\,\rho\,4\pi^2\left(\frac{\sigma}{\Delta x}\right)^2k_1k_2\right]e^{-2\pi^2\left(\frac{\sigma}{\Delta x}\right)^2(k_1^2+k_2^2)},$$

adică exact cel de al doilea termen din funcţia de autocorelaţie a semnalului cuantizat.

Pentru $\rho\,4\pi^2\lambda^2>2$ se poate considera

$$R_{yy}=\frac{(\Delta x)^2}{2\pi^2}\sum_{k_1=1}^{\infty}\sum_{k_2=1}^{\infty}\frac{1}{k_1k_2}\cos 2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)(k_1-k_2)\cdot$$

$$\cdot\exp\left[-2\pi^2\lambda^2\left(k_1^2+k_2^2-2\rho\,k_1k_2\right)\right],$$

sau

$$R_{yy}=\frac{(\Delta x)^2}{2\pi^2}\sum_{k_1=1}^{\infty}\sum_{k_2=1}^{\infty}\frac{1}{k_1k_2}\cos 2\pi\left(\frac{1}{2}-\theta\right)(k_1-k_2)^2\cdot\exp\left[-2\pi^2\lambda^2(k_1-k_2)^2\right]\cdot$$

$$\cdot\exp\left[-4\pi^2\lambda^2k_1k_2(1-\rho)\right].$$

Se observă că termenii cei mai mari în R_{yy} sînt cei pentru care $k_1=k_2$. Pentru $k_1\neq k_2$, factorul $\exp\left[-2\pi^2\lambda^2(k_1-k_2)^2\right]$ scade cu atît mai mult cu cît diferenţa (k_1-k_2) este mai mare. De aceea pentru $\lambda>0{,}4$, într-o primă aproximaţie se poate admite

$$R_{yy}=\frac{(\Delta x)^2}{2\pi^2}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k^2}\exp\left[-4\pi^2\lambda^2k^2(1-\rho)\right].$$

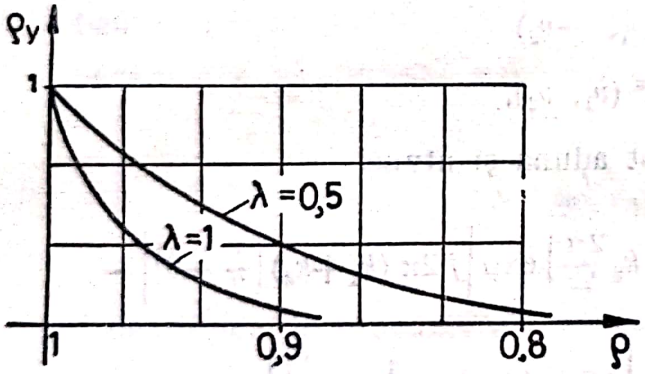


Fig. 3.11. Dependenţa coeficientului de corelaţie de puterea zgomotului.

Pentru $\rho=1$

$$\sigma_y^2=R_{yy_1}=\frac{(\Delta x)^2}{2\pi^2}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k^2}=\frac{(\Delta x)^2}{12}$$

Coeficientul de corelaţie al zgomotului este prin urmare, aproximativ

$$\rho_y=\frac{R_{yy}}{\sigma_y^2}=\frac{6}{\pi^2}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k^2}\exp\left[-4\pi^2\lambda^2k^2(1-\rho)\right].$$

Pentru $\rho=1$, $\rho_y=1$ independent de λ.

Figura 3.11 prezintă dependenţa lui ρ_y de λ şi ρ.

Se observă că zgomotul de cuantizare este corelat numai pentru valori ale lui ρ foarte apropiate de 1. Cu cît cuantizarea este mai fină (λ mai mare) cu atît zgomotul poate fi considerat necorelat chiar dacă semnalul de intrare este puternic corelat.

Scanned with OKEN Scanner

3.2.4. FUNCȚIA DE INTERCORELAȚIE A ZGOMOTULUI DE CUANTIZARE CU MĂRIMEA DE INTRARE, R_{xy}

Pentru calcularea simplă a funcției de corelație se observă că zgomotul, fiind o funcție periodică cu perioada egală cu Δx, se poate dezvolta în serie Fourier :

$$y = -\sum_{k=-\infty}^{\infty} j \frac{\Delta x}{2\pi k} \exp j\, 2\pi k \left(\frac{1}{2} - \theta\right) \exp\left(jk \frac{2\pi}{\Delta x} x\right).$$

Ca urmare

$$R_{xy} = M(x_1 y_2) = -\frac{\Delta x}{2\pi} j \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{k} \exp 2\pi k \left(\frac{1}{2} - \theta\right) M\left(x_1 \exp j\, 2\pi \frac{k}{\Delta x} x_2\right).$$

Dar

$$jM(x_1 \exp j u_2 x_2) = \frac{\partial \Phi_x(u_1, u_2)}{\partial u_1}\Bigg|_{u_1=0},$$

deci

$$R_{xy} = -\frac{\Delta x}{2\pi} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k\neq 0}}^{\infty} \frac{1}{k} \exp j\, 2\pi k \left(\frac{1}{2} - \theta\right) \cdot \frac{\partial \Phi_x}{\partial u_1}\left(u_1, \frac{2\pi k}{\Delta x}\right)_{u_1=0}.$$

Pentru semnale gaussiene centrate

$$R_{xy} = 2\rho\sigma^2 \sum_{k=1}^{\infty} \cos 2\pi k \left(\frac{1}{2} - \theta\right) \exp(-2\pi^2 \lambda^2 k^2),$$

deci

$$\frac{R_{xy}}{R_{xx}} = 2 \sum_{k=1}^{\infty} \cos 2\pi k \left(\frac{1}{2} - \theta\right) \exp(-2\pi^2 \sigma^2 k^2).$$

Se observă că la cuantizare fină zgomotul este practic necorelat cu semnalul de intrare, cu toate că el este univoc determinat de acesta.

3.2.5. INFLUENȚA ZGOMOTULUI ASUPRA INDICAȚIEI CONVERTORULUI A-N

După cum se știe, orice circuit este supus acțiunii unor semnale perturbatoare numite în general zgomote, care se suprapun peste semnalele utile. Ele pot fi produse de cauze exterioare prin cuplaje cu alte circuite, sau pot

Scanned with OKEN Scanner

apărea însăşi în elementele constitutive ale schemei datorită unor fenomene legate de structura materiei. Din această ultimă categorie cele mai frecvent considerate sînt :

1) Zgomotul de agitaţie termică al electronilor liberi din rezistenţe, care produc o tensiune sau un curent a căror valori efective sînt date de relaţiile :

$$U_z^2 = 4kTR\,\Delta f, \qquad V^2$$

$$I_z^2 = 4kT\,\frac{1}{R}\cdot\Delta f, \qquad A^2$$

unde k este constanta lui Boltzman, $k = 1{,}3710^{-23}$ J, R valoarea rezistenţei în Ω, Δf lărgimea benzii de frecvenţă considerată.

2) Zgomotul Schottky produs de crearea şi recombinarea perechilor electron-gol la nivelul joncţiunilor semiconductoarelor

$$I_s^2 = 2eI\,\Delta f,$$

unde I este curentul din joncţiune, iar e sarcina electronului ($1{,}6\cdot10^{-19}$ C).

3) Zgomotul „$1/f$" datorat unor fenomene de recombinări pe suprafaţa semiconductoarelor

$$e_z^2 = k\,\frac{1}{f}\cdot$$

Factorul k depinde în mod diferit de curentul prin element, în funcţie de natura acestuia (rezistenţă, termistor, tip de tranzistor)

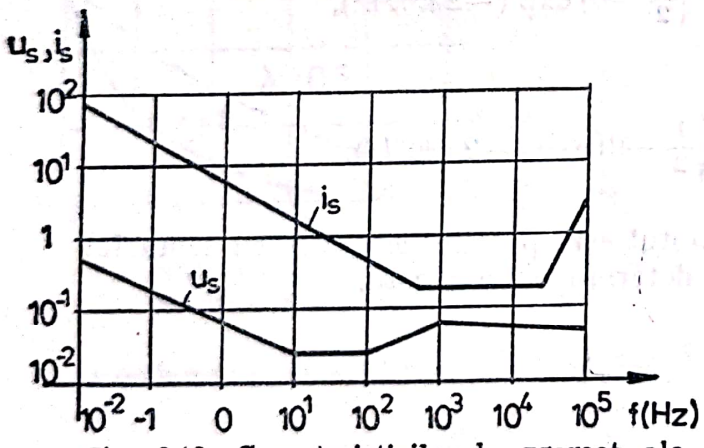


Fig. 3.12. Caracteristicile de zgomot ale unui amplificator operaţional.

4) Zgomotul de impulsuri care apare sub forma unor impulsuri de scurtă durată, cu durate şi perioade de repetiţie aleatorii. Ca exemplu se dau în figura 3.12 caracteristicile de zgomot ale unui amplificator operaţional, tensiunea specifică de zgomot $u_s = \frac{U_s}{\sqrt{\Delta f}}$ exprimată în $\mu V/\sqrt{Hz}$ şi curentul specific de zgomot $i_s = \frac{I_s}{\sqrt{\Delta f}}$, în $pA/\sqrt{Hz}$.

Dintre aceste zgomote, numai cel termic şi cel Schottky sînt gaussiene albe. Dacă circuitele conţin filtre de bandă îngustă atunci şi zgomotul de impulsuri poate fi considerat că tinde spre un zgomot gaussian. Din această cauză la tratarea problemei zgomotelor într-o primă aproximaţie ele pot fi considerate ca şi gaussiene.

Scanned with OKEN Scanner

3.2.6. INFLUENȚA ZGOMOTELOR ASUPRA UNEI MĂSURĂRI INDIVIDUALE

Existînd suprapus un zgomot z peste semnalul util s, la intrarea cuantizorului trebuie considerată ca mărime de intrare suma

$$x=s+z.$$

Dacă s este constantă și egală cu valoarea corespunzătoare mijlocului unui interval de clasă I_k, atunci probabilitatea ca semnalul rezultant, x, să nu depășească intervalul de clasă respectiv este

$$P(x \in I_k)=\int_{s-\frac{\Delta x}{2}}^{s+\frac{\Delta x}{2}} w(x)\,dx.$$

Dacă zgomotul este gaussian

$$w(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma}\exp\left[\frac{(x-s)^2}{2\sigma^2}\right]$$

și deci

$$P(x \in I_k)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma}\int_{s-\frac{\Delta x}{2}}^{s+\frac{\Delta x}{2}} \exp\left[-\frac{(x-s)^2}{2\sigma^2}\right]dx=$$

$$=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\frac{\Delta x}{2\sigma}}^{\frac{\Delta x}{2\sigma}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right)dz=\frac{2}{\sqrt{2\pi}}\int_{0}^{\frac{1}{2\lambda}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right)dz,$$

unde cu λ s-a notat ca și mai înainte raportul $\lambda=\frac{\sigma}{\Delta x}$. Integrala se găsește tabelată. În figura 3.13 este redată dependența lui $P(x \in I_k)$ de λ. Trebuie scoasă în evidență semnificația lui $P(x \in I_k)$ și anume că ea reprezintă probabilitatea ca în prezența zgomotului convertorul să indice codul corect, adică cel care corespunde semnalului util. Se observă că această probabilitate este relativ scăzută, chiar și la zgomote mici. De exemplu, pentru $\lambda=0{,}5$ ea este de abia 68,27%, deci în 31,73% din cazuri convertorul indică eronat.

Efectuînd integrala între limite care corespund altor intervale de clasă se poate determina probabilitatea de apariție a unei anumite erori în cod, de 1 Bm, 2 Bm etc.

Scanned with OKEN Scanner

Se obțin rezultatele trecute tot în figura 3.13. Aici s-a notat cu 1, 2, 3, 4 curbele care corespund intervalelor de clasă 1, 2, 3, respectiv 4.

În cazul în care semnalul nu coincide cu valoarea mijlocului unui interval de clasă, probabilitatea de a se obține un cod eronat este evident mai mare.

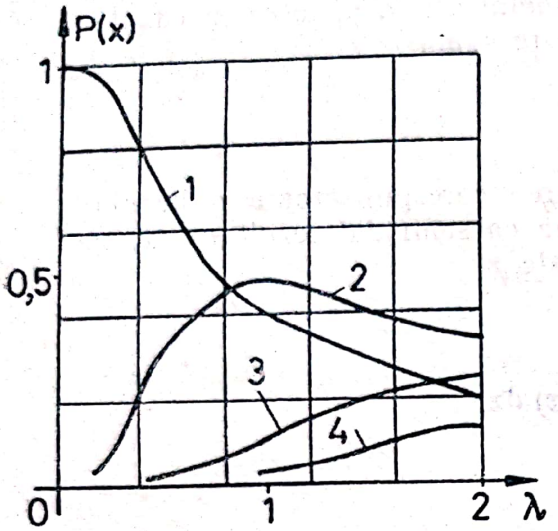


Fig. 3.13. Probabilitatea codării corecte.

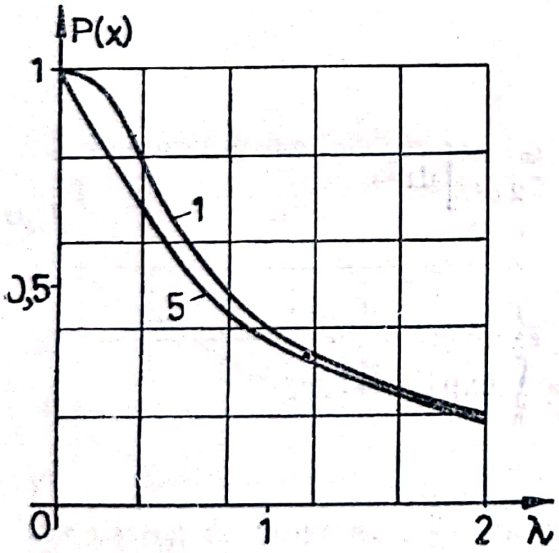


Fig. 3.14. Probabilitatea codării corecte în cazul zgomotelor.

Dacă admitem că semnalul este uniform distribuit în interval de clasă, deci are densitatea de probabilitate

$$w(s)=\frac{1}{\Delta x},\ s\in I_k$$

iar zgomotul are o distribuție normală, atunci densitatea de probabilitate a sumei lor este

$$w(x)=\frac{1}{c-b}\left[F\left(\frac{c-x}{\sigma}\right)-F\left(\frac{b-x}{\sigma}\right)\right],$$

unde c și b sînt limitele superioare și inferioare ale intervalului I_k, deci $c-b=\Delta x$, iar $F(z)$ este funcția de repartiție a zgomotului gaussian

$$F(z)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{z} e^{-\frac{t^2}{2}}\,dt.$$

Probabilitatea ca x să se găsească în intervalul I_k, deci să nu apară eroare în codare este

$$P(x\in I_k)=\int_b^c w(x)\,dx=$$

$$=\frac{1}{\Delta x}\int_b^c F\left(\frac{c-x}{\sigma}\right)dx-\frac{1}{\Delta x}\int_b^c F\left(\frac{b-x}{\sigma}\right)dx=$$

$$=-\frac{\sigma}{\Delta x}\int_{\frac{\Delta x}{\sigma}}^{0} F(u)\,du+\frac{\sigma}{\Delta x}\int_0^{-\frac{\Delta x}{\sigma}} F(u)\,du=$$

$$=2\lambda\int_0^{\frac{1}{\lambda}} F(u)\,du-1.$$

Funcția $F(u)$ fiind tabelată, integrala se poate rezolva numeric. În figura 3.14 sînt trecute rezultatele acestor calcule și pentru ușurința comparării este repetată curba 1 din figura 3.13. Se observă scăderea importantă a probabilității indicării corecte a codului corespunzător semnalului s, datorită faptului că el se poate găsi cu egală probabilitate oriunde în intervalul de clasă I_k. Concluzia care se impune este ca zgomotele ce se manifestă în CAN să fie

Scanned with OKEN Scanner

cît mai mici, obținute printr-o alegere judicioasă a componentelor, zgomotele fiind acelea care vor da naștere la erori suplimentare în procesul de cuantizare. Vezi figura 3.13 și 3.14.

3.2.7. INFLUENȚA ZGOMOTULUI ASUPRA MEDIILOR

Datorită faptului că zgomotele sînt mărimi aleatoare centrate, adică au valoare medie nulă, influența lor asupra rezultatelor măsurării poate fi redusă prin mediere. În plus, după cum se va vedea, poate fi redusă și eroarea de cuantizare.

Într-adevăr valoarea medie a semnalului cuantizat s-a văzut că este (3.20)

$$M(x_k)=M(x)+\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\Delta x}{\pi k}\,I_m\left\{e^{j2\pi k\left(\frac{1}{2}-\theta\right)}\cdot\Phi\left(\frac{2k\pi}{\Delta x}\right)\right\}. \tag{3.26}$$

Dacă x conține pe lîngă semnalul util, s, și un zgomot, z, independent de primul, atunci $\Phi(x)=\Phi(s)\cdot\Phi(z)$ și se observă că eroarea sistematică ε_s de determinare a mediei $M(x)$ prin media mărimii cuantizate $M(x_k)$

$$\varepsilon_s=M(x_k)-M(x)=\frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k}\,I_m\left\{\exp j\pi k\left(\frac{1}{2}-\theta\right)\cdot\Phi\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\right\}$$

poate scădea mult dacă zgomotul are o funcție caracteristică rapid scăzătoare. De exemplu, dacă $s=s_0=$ct., iar z este un zgomot gaussian centrat:

$$M(x)=M(s)=s_0$$

$$\Phi_s\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)=\exp jk\frac{2\pi}{\Delta x}s_0$$

$$\Phi_z\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)=\exp\left[-\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)^2\frac{\sigma^2}{2}\right],$$

și admițînd că s_0 se găsește în intervalul I_k

$$s_0=x_k+\beta\Delta x,\qquad -\frac{1}{2}<\beta\leqslant\frac{1}{2},$$

rezultă

$$\varepsilon_s=M(x_k)-s_0=\frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k}\exp\left(-2\pi^2k^2\lambda^2\right)\cdot\sin 2\pi k\left(\frac{1}{2}+k+\beta\right)=$$

$$=\frac{\Delta x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k}{k}\exp\left(-2\pi^2k^2\lambda^2\right)\cdot\sin 2\pi k\beta.$$

Scanned with OKEN Scanner

De aici rezultă scăderea erorii sistematice de cuantizare odată cu creşterea zgomotului. Pentru $\lambda > 0{,}2$, în sumă poate fi păstrat doar primul termen şi atunci

$$\varepsilon_s = -\frac{\Delta x}{\pi} \exp \cdot(-2\pi^2\lambda^2) \sin 2\pi\beta.$$

Se observă că eroarea de cuantizare are un maxim la $\beta = \pm \frac{1}{4}$.

Dat fiind că în realitate nu se poate determina media pe o mulţime infinită, $M(x_k)$, ci numai media de selecţie, $\bar{x}_k$, dintr-un volum de selecţie finit, N, în aprecierea erorii de cuantizare trebuie luată în considerare şi dispersia mediei de selecţie

$$\text{disp}\,\{\bar{x}_k\} = \frac{1}{M}\,\text{disp}\,\{x_k\}.$$

Admiţînd o anumită probabilitate de încredere, $(1-\alpha)$, intervalul de încredere în care se găseşte $M(x_k)$ şi deci şi s_0 este

$$s_0 = M(x) = x_k - \varepsilon_s \pm z_{\alpha/2} \sqrt{\text{disp}\,(\bar{x}_k)},$$

unde $z_{\alpha/2}$ este valoarea variabilei gaussiene normate pentru care

$$P(z > z_{\alpha/2}) = \frac{\alpha}{2}, \text{ adică } P(-z_{\alpha/2} < z \leqslant z_{\alpha/2}) = 1-\alpha.$$

(Pentru $(1-\alpha)=0{,}95$, $z_{\alpha/2}=1{,}96$, iar pentru $(1-\alpha)=0{,}99$, $z_{\alpha/2}=2{,}57$.)

Cu alte cuvinte drept eroare de cuantizare trebuie considerată mărimea

$$\varepsilon_c = \bar{x}_k - s_0 = \varepsilon_s \pm z_{\alpha/2} \sqrt{\text{disp}\,(\bar{x}_k)}.$$

În relaţia de mai sus va fi ales semnul care face maximă eroarea ε_c.

Creşterea valorii efective a zgomotului are efecte opuse asupra celor doi termeni din ε_c şi anume produce scăderea erorii sistematice ε_s şi creşterea dispersiei. Din această cauză rezultă posibilitatea determinării unei valori a lui λ, notată cu λ_{opt}, pentru care ε_c este minimă.

Pentru cazul considerat al zgomotului gaussian suprapus peste semnalul s_0 se obţine:

$$\text{disp}\,\{x_k\} = \sigma^2 + \frac{(\Delta x)^2}{12} + \left(\frac{\Delta x}{\pi}\right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^2} \exp(-2\pi^2 k^2 \lambda^2) \cos 2\pi k\beta -$$

$$- \left(\frac{\Delta x}{\pi}\right)^2 \left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k} \exp(-2\pi^2 k^2 \lambda^2) \sin 2\pi k\beta\right]^2 +$$

$$+ 4\pi^2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \exp(-2\pi^2 k^2 \lambda^2) \cos 2\pi k\beta.$$

Pentru $\lambda > 0{,}3$ se pot neglija unii termeni şi atunci

$$\varepsilon_c = -\frac{\Delta x}{\pi} \exp(-2\pi^2\lambda^2) \sin 2\pi\beta - z_{\alpha/2} \frac{\Delta x}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{1}{12} + \lambda^2}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Anulînd derivata erorii de cuantizare, ε_c, în raport cu λ, se obține relația din care se determină λ_{opt}:

$$\exp(2\pi^2\lambda_{opt}^2)\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{12}+\lambda_{opt}^2}}=4\pi\frac{N}{z_{\alpha/2}}\frac{1}{\sin 2\pi\beta}, \qquad (3.27)$$

Se observă că λ_{opt} depinde de β, N și $z_{\alpha/2}$. Deoarece λ_{opt} nu poate fi adaptat după β, adică după valoarea pe care o are mărimea de măsurat în cadrul intervalului $I_{k'}$, se va alege acea valoare a lui λ_{opt} care face minimă valoarea maximă de cuantizare $\left(\beta=\frac{1}{4}\right)$. Volumul de selecție și probabilitatea de încredere influențează invers valoarea lui λ_{opt}. Pentru o valoare aleasă a raportului $\frac{\sqrt{N}}{z_{\alpha/2}}$, rezultă din relația (3.26) λ_{opt}.

Rezultatele sînt redate în figura 3.15.

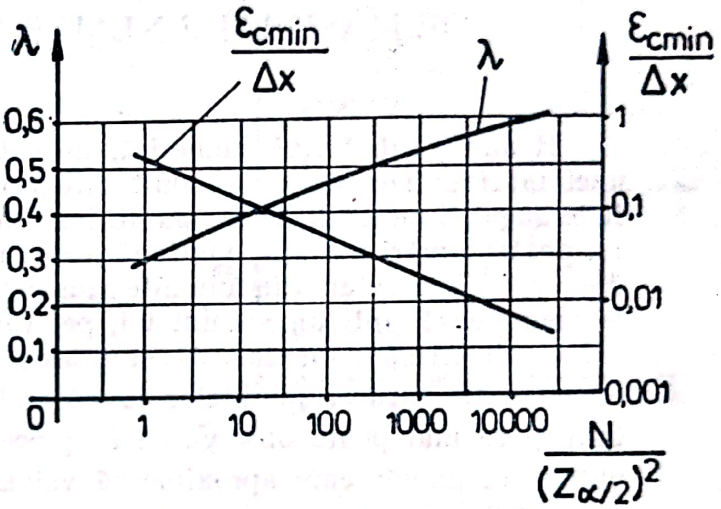


Fig. 3.15. Dependența erorii minime de cuantizare de numărul de eșantioane.

Ținînd cont de relația (3.27), eroarea de cuantizare minimă devine

$$\varepsilon_{c\,min}=$$

$$=-\frac{\Delta x}{\pi}\exp\left[-2\pi^2\lambda_{opt}^2\right]\left[1+\right.$$

$$\left.+4\pi^2\left(\frac{1}{12}+\lambda_{opt}^2\right)\right],$$

reprezentată și ea în figura 3.15.

Se observă că pentru a obține o reducere importantă a erorii de cuantizare este necesară medierea unui număr mare de eșantioane.

Pentru a putea aprecia măsura în care valoarea lui λ influențează eroarea de cuantizare, în figura 3.16 s-a reprezentat $\varepsilon_c/\varepsilon_{c\,min}$ pentru N și $z_{\alpha/2}$ corespunzătoare lui $\lambda_{opt}=0{,}5$. Din figură rezultă că modificări în limite destul de largi ale lui λ, în jurul valorii optime, nu produc creșteri apreciabile ale erorii.

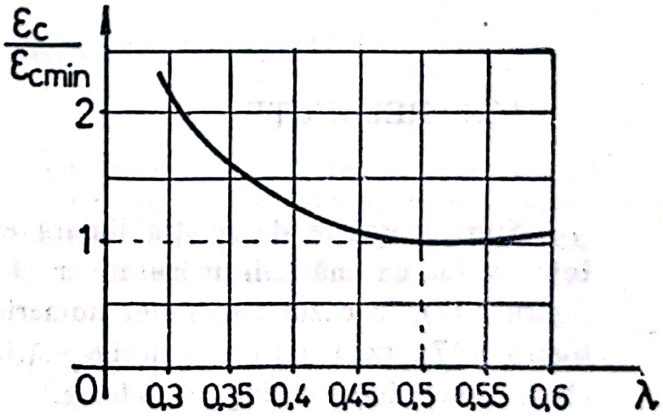


Fig. 3.16. Eroarea de cuantizare raportată, funcție de puterea zgomotului.

În concluzie, suprapunerea unui semnal aleatoriu peste semnalul util, la intrarea unui convertor analog numeric și medierea rezultatelor obținute prin

Scanned with OKEN Scanner

măsurarea eşantioanelor, prelevate la intervale care să asigure necorelarea lor, duce la micşorarea importantă a erorii de cuantizare, deci are un efect pozitiv spre deosebire de cazul măsurărilor individuale cînd zgomotul adaugă o eroare, de multe ori importantă, la cea de cuantizare.

3.3. CARACTERISTICILE GENERALE ALE APARATELOR DE MĂSURARE NUMERICĂ

Redarea sub formă numerică, de către un aparat de măsurat, a valorii unei mărimi necesită un anumit interval de timp, mai mult sau mai puţin îndelungat, funcţie de tipul aparatului. Din această cauză, indicaţia aparatului nu poate urmări variaţia continuă a semnalului de la intrare, ci ea reprezintă doar valorile acestuia din anumite momente. Aparatul preia aceste valori şi le memorează, într-un anumit fel, pe toată durata procesului de prelucrare a lor sub formă numerică. Acest proces de eşantionare şi de memorare este caracteristic tuturor aparatelor de măsurat numerice. În afara acestei particularităţi se mai poate observa că în procesul de conversie analog numerică se obţine un număr care aproximează valoarea pe care a avut-o eşantionul prelevat din mărimea supusă măsurării, între eşantion şi rezultatul măsurării existînd de obicei o diferenţă.

3.3.1. REZOLUŢIE

Spre deosebire de relaţia liniară existentă în cazul aparatelor analoage, între valoarea mărimii măsurate x şi valoarea indicată x_i (dreapta a în figura 3.17), în cazul aparatelor numerice ea are formă în trepte (curba b în figura 3.17), pentru toate valorile mărimii măsurate cuprinse într-o anumită clasă indicîndu-se o singură valoare.

Presupunînd că se foloseşte un sistem de numeraţie binar şi că se măsoară tensiuni, acestea se compară cu o tensiune de referinţă U_R, în raport cu care se exprimă prin relaţia :

$$U_{xi}=D\cdot U_R \qquad D\leqslant 1$$
$$D=\sum_{i=1}^{n} a_i\cdot 2^{-i} \qquad a_i\in 0,\ 1. \tag{3.28}$$

Scanned with OKEN Scanner

Se observă că cea mai mică valoare care poate fi indicată de aparat este :

$$U_{min}=U_R\cdot 2^{-n}.$$

În același timp se remarcă că două valori adiacente distincte ale indicației diferă între ele tot cu aceeași cantitate U_{min}. Din această cauză U_{min} se numește *rezoluția* aparatului. Rezoluția se mai exprimă și în valori relative, ca raport (direct sau invers) al limitei superioare a domeniului de măsurare și sensibilitatea aparatului (de exemplu, un voltmetru cu limită superioară de măsurare 10 V și sensibilitatea 100 μV are rezoluția $\frac{10}{100}10^6=10^5$ sau $\frac{1}{10^5}$).

În sfîrșit, dacă relația (3.28) se scrie sub forma :

$$U_{xi}=D\cdot 2^n\cdot\frac{U_R}{2^n}\sum_{i=1}^{n}a_i\cdot 2^{n-i}\cdot U_{min} \qquad (3.29)$$

este evident că valoarea indicată este un multiplu întreg al lui U_{min}, din care cauză acestea poartă frecvent denumirea de *cuantă*, notată cu $q=U_{min}$.

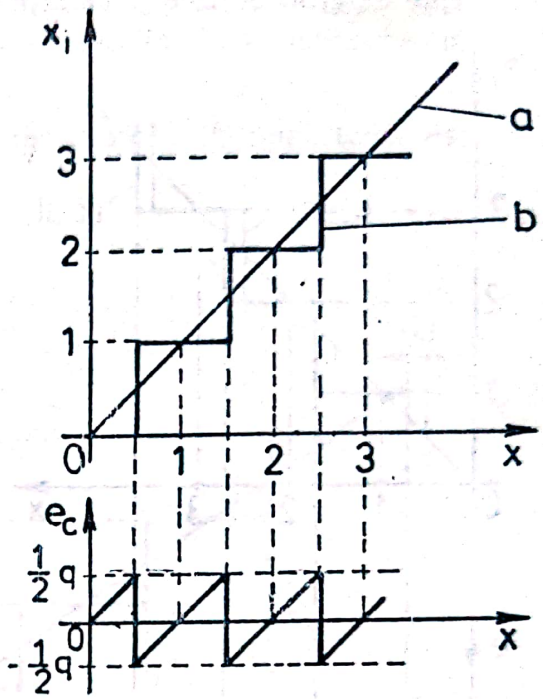


Fig. 3.17. Caracteristica de transfer a aparatelor numerice.

3.3.2. PRECIZIA CONVERSIEI ANALOG NUMERICE

La o caracteristică de transfer ca cea din figura 3.17 rezultă imediat că valoarea mărimii măsurate x_m, coincide cu valoarea indicată x_i numai pentru punctele mediane ale intervalelor de cuantizare. În general însă $x_i\neq x_m$. Tensiunile de intrare pentru care este satisfăcută egalitatea $x_i=x_m$, se numesc, uneori, tensiuni nominale U_n

$$U_n=U_{x_i}=U_R\sum_{i=1}^{n}a_i 2^{-i}.$$

Din cele de mai sus rezultă că mulțimea tensiunilor de intrare care furnizează o anumită valoare particulară a indicației, verifică inegalitățile :

$$U_n-\frac{1}{2}\frac{U_R}{2^n}<U_x<U_n+\frac{1}{2}\frac{U_R}{2^n}. \qquad (3.30)$$

Prin urmare procesul de cuantizare este o sursă de erori, între indicația aparatului și valoarea mărimii măsurate existînd o diferență dată de relația (3.30)

Scanned with OKEN Scanner

și reprezentată în figura 3.17 și care este *eroarea de cuantizare*, e_c. Caracteristica din figura 3.17 corespunde unui convertor ideal. În consecință, eroarea de cuantizare afectează chiar și convertoarele ideale. Un convertor real este supus și altor cauze de erori, dintre care cele mai importante sînt decalajul nulului, care dă erori aditive și variația cîștigului care dă erori multiplicative. Decalajul nulului se manifestă prin faptul că prima tranziție a indicației aparatului nu se produce la valoarea ideală $\frac{1}{2}q$, ci la una diferită de aceasta. Ca urmare caracteristica convertorului real se deplasează după cum se vede în figura 3.18, față de aceea a unui convertor ideal. Diferența dintre tensiunea care produce primul bit și valoarea teoretică a tensiunii care ar efectua această schimbare, $\frac{1}{2}q$, se numește tensiune de decalaj, U_d. Existența tensiunii de decalaj duce la creșterea erorii convertorului, cu o valoare egală cu U_d (figura 3.18). Eroarea totală de conversiune este centrată în jurul valorii U_d. Eliminarea tensiunii de decalaj din schema convertorului este o operație complicată. Se preferă, de aceea, compensarea automată a acesteia prin metode care vor fi prezentate în capitolele următoare.

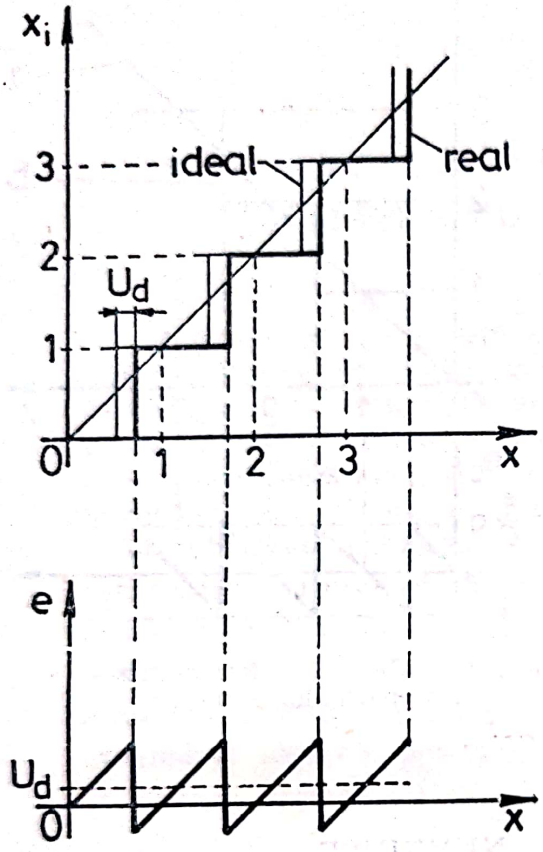


Fig. 3.18. Caracteristica reală de transfer.

Eroarea multiplicativă care apare datorită modificărilor factorului total de amplificare din schemă, se manifestă printr-o rotație în jurul originii, a dreptei care unește punctele din caracteristica de transfer care corespund tensiunilor nominale U_n (fig. 3.19).

Ca urmare, dacă două tranziții consecutive ale indicației aparatului au loc pentru tensiunile de la comparator egale cu U_{xk} și U_{xe}, acestora le corespund la intrare valorile $U'_{xk}=\frac{U_{xk}}{A}$ și $U'_{xe}=\frac{U_{xe}}{A}$. Cum diferența dintre aceste tensiuni reprezintă cuanta, rezultă că :

$$q'=U'_{xe}-U'_{xk}=\frac{U_{xe}-U_{xk}}{A}=\frac{q}{A}.$$

Prin urmare, modificarea cîștigului, față de valoarea ideală $A=1$, este echivalentă cu o reducere a cuantei de A ori, cu consecințele enunțate la început. Dacă $A>1$ treptele sînt prea mici, eroarea multi-

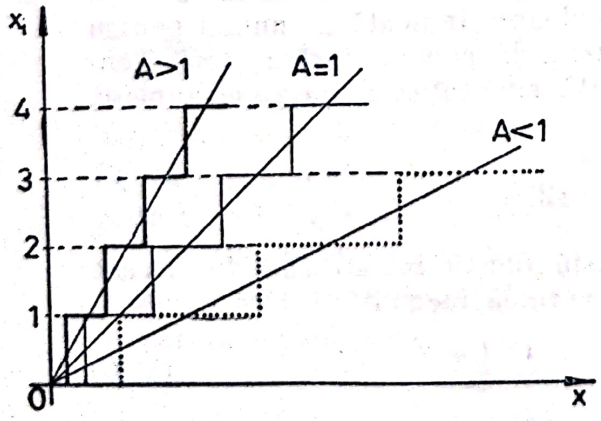


Fig. 3.19. Caracteristica de transfer în cazul modificării cîștigului.

Scanned with OKEN Scanner

plicativă creşte cu tensiunea de intrare (fig. 3.20). Dacă $A<1$ treptele sînt prea mari, iar eroarea creşte pînă la o anumită limită (fig. 3.21). Eroarea datorată modificării cîştigului este proporţională cu valorile măsurate. Dacă în funcţie de valoarea mărimii măsurate are loc o modificare a cîştigului, atunci rezultă că nu se mai păstrează constantă cuanta şi deci treptele au lăţimi diferite (fig. 3.22). Eroarea se numeşte de neliniaritate, are o variaţie neuniformă şi depăşeşte în unele zone eroarea de cuantizare $\frac{1}{2q}$.

Modificarea tensiunii de referinţă U_R este una din cauzele importante de variaţie a cîştigului.

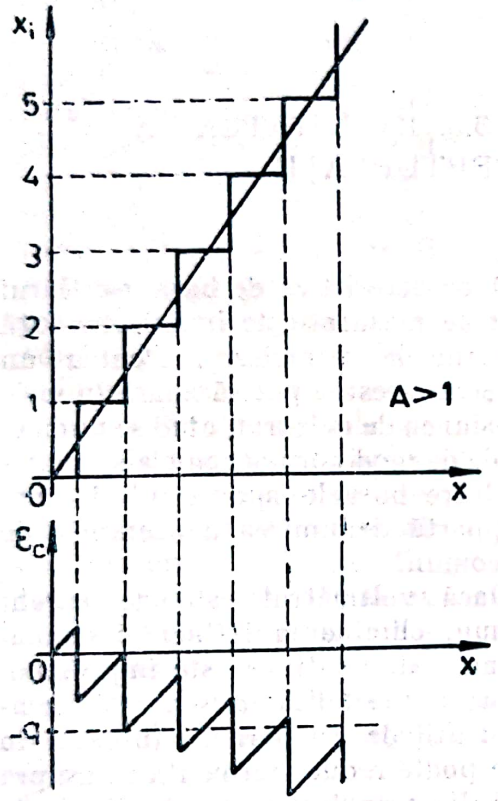


Fig. 3.20. Eroarea de conversie pentru cîştig supraunitar.

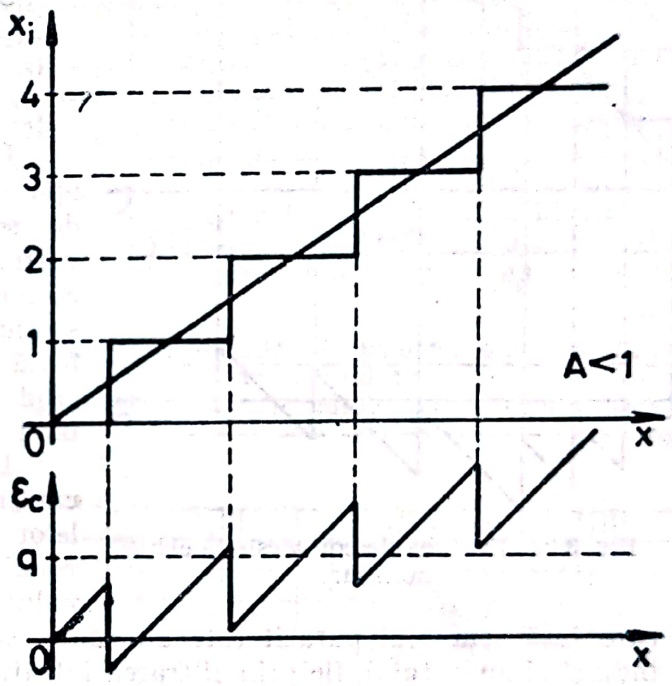


Fig. 3.21. Eroarea de conversie pentru cîştig subunitar.

Din cele de mai sus reiese că unele din erorile proprii aparatelor numerice de măsurare sînt independente de valoarea măsurată, iar altele depind de aceasta, putînd fi considerate proporţionale cu ea. Din această cauză, pentru caracterizarea preciziei unui aparat numeric nu se poate introduce un singur indice de clasă, similar cu cel de la aparatele analoage, pentru că dacă erorile absolute se împart la limita superioară a domeniului de măsurare, atunci erorile dependente de valoarea măsurată dau un termen variabil; dacă erorile absolute se împart la valoarea măsurată, atunci erorile constante produc un astfel de termen. Din această cauză precizia unui aparat numeric se caracte-

Scanned with OKEN Scanner

rizează printr-o sumă formată dintr-un termen raportat la limita superioară a domeniului de măsurare, $\varepsilon_d\%$, un termen raportat la valoarea măsurată, $\varepsilon_x\%$, la care se adaugă ± 1 Bm (unitatea corespunzătoare rangului cel mai nesemnificativ), atît ε_d cît și ε_x fiind erori tolerate (limită).

De obicei, firmele producătoare garantează o anumită precizie funcție de durata ciclului de verificare al aparatului, de exemplu: 24 ore, 30 zile, 6 luni etc.

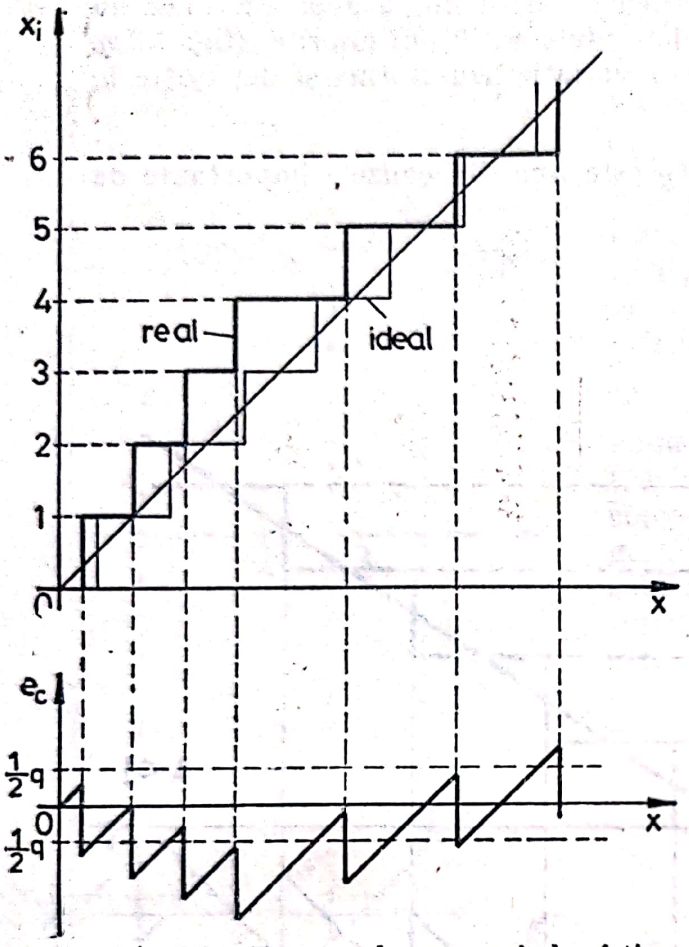


Fig. 3.22. Eroarea de conversie la cîștig neliniar.

3.3.3. IMUNITATEA LA PERTURBAȚII

O caracteristică de bază a oricărui aparat de măsurat este imunitatea față de semnalele parazitare. Pentru un voltmetru, acestea pot să apară în serie cu tensiunea de măsurat, cînd se numesc semnale de mod normal sau ele se manifestă între bornele aparatului și masă cînd poartă denumirea de semnale de mod comun.

Dacă voltmetrul este de curent continuu, eliminarea influenței semnalelor normale continue este imposibilă, neexistînd posibilitatea separării semnalului util de cel parazit. În cazul în care însă semnalul parazit este alternativ se poate reduce influența sa asupra indicației aparatului, fie prin filtrarea intrării, fie prin integrarea tensiunii de intrare.

Introducînd un filtru trece jos la intrare, în cazul ideal tensiunea continuă de măsurat nu este atenuată, iar tensiunile alternative, peste o anumită frecvență, sînt complet eliminate. În realitate, caracteristica reală a unui filtru se abate mult față de cea ideală. Ea poate fi cel mult optimizată din diferite puncte de vedere: să fie cît mai plată în banda de trecere, să prezinte cea mai bruscă cădere a amplificării peste frecvența limită, să producă timp de întîrziere constant în banda de trecere etc. Pentru a putea fi optimizat un filtru, este necesar ca numitorul caracteristicii sale de frecvență să aibă poli complecși, ceea ce impune restricții constructive. Se pot optimiza numai filtre *RLC* sau cele care conțin elemente active.

Filtrele Butterworth au o caracteristică de frecvență maxim plată în banda de trecere și care apoi cade brusc. La un salt de tensiune la intrare, răspunsul prezintă oscilații care cresc cu ordinul filtrului.

Scanned with OKEN Scanner

Filtrele Bessel au timpul de întîrziere constant într-un domeniu de frecvenţă larg. Caracteristica de frecvenţă nu scade aşa de brusc, peste frecvenţa limită, ca la filtrul Butterworth. Răspunsul la semnal treaptă are însă oscilaţii mult mai mici decît la filtrul Butterworth.

Filtrele Cebîşev prezintă cea mai bruscă cădere a amplificării peste frecvenţa limită. În banda de trecere, caracteristica de frecvenţă nu este constantă, ci are ondulaţii de amplitudine egală. Răspunsul la tensiunea treaptă are cele mai mari oscilaţii dintre toate filtrele.

În figura 3.23 sînt reprezentate, comparativ, cîteva caracteristici de frecvenţă ale unor filtre de ordinul patru care ilustrează afirmaţiile de mai sus. Comportarea unui filtru poate fi îmbunătăţită prin adăugarea unor celule suplimentare, adică prin creşterea ordinului său. În figura 3.24 se prezintă caracteristicile de frecvenţă a unor filtre Bessel de diferite ordine în care se observă îmbunătăţirea adusă de creşterea ordinului filtrului. Odată cu obţinerea unei caracteristici de frecvenţă mai convenabilă se scurtează durata proceselor tranzitorii din filtru. Timpul de stabilire, adică intervalul de timp dintre producerea unui salt al mărimii de intrare şi momentul începînd din care mărimea de ieşire nu se mai abate cu mai mult de o anumită cantitate stabilită prin norme, faţă de valoarea finală, este cu atît mai mic cu cît caracteristica de frecvenţă respectivă este obţinută cu un filtru de ordin superior. De exemplu, în figura 3.25 este reprezentat timpul de stabilire pentru

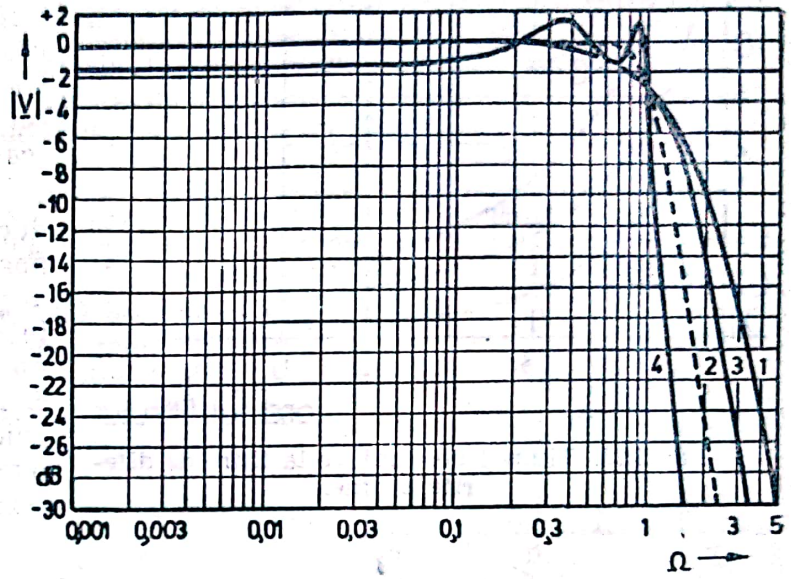


Fig. 3.23. Caracteristici de transfer ale unor filtre de ordinul 4 :
1 — filtru pasiv; *2* — filtru Butterworth; *3* — filtru Bessel; *4* — filtru Cebîşev.

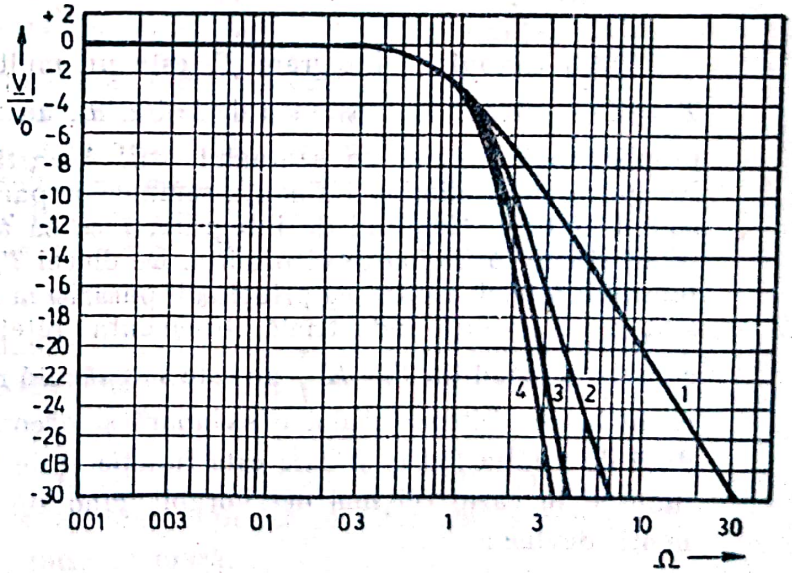


Fig. 3.24. Caracteristicile de frecvenţă ale filtrelor Bessel de diferite ordine :
1 — ordinul 1; *2* — ordinul 2; *3* — ordinul 3; *4* — ordinul 4.

Scanned with OKEN Scanner

un filtru critic amortizat, în funcţie de ordinul său, pentru o anumită atenuare a frecvenţei de 50 Hz. Se observă însă că reducerea timpului de stabilire este nesemnificativă peste un anumit ordin. Prin urmare se impune concluzia că, în general, o atenuare puternică a semnalelor parazite alternative este însoţită de un timp de stabilire ridicat, de ordinul zecimilor de secundă. Din această cauză, viteza de măsurare a aparatului numeric, prevăzut la intrare cu un filtru, se va reduce mult. Pot fi efectuate cel mult cîteva conversiuni pe secundă.

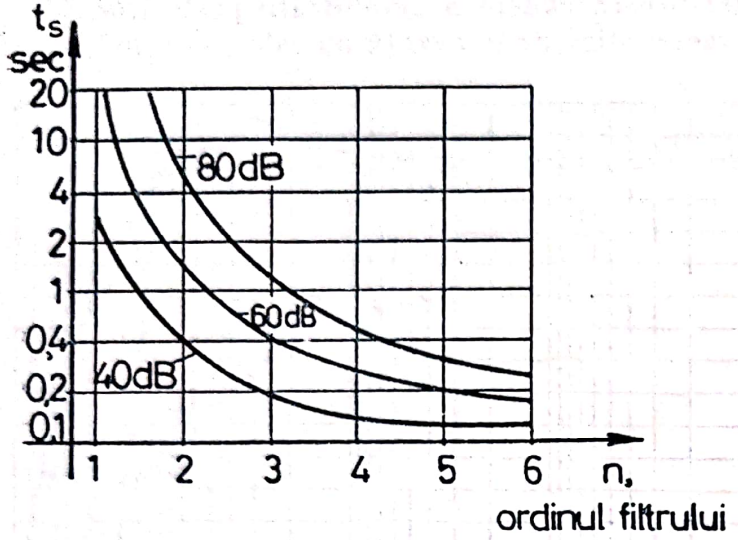


Fig. 3.25. Timpul de stabilire la filtre de diferite ordine.

O altă modalitate de reducere a influenţei semnalelor parazite alternative serie, $u_p = u_{pm} \sin(2\pi f t + \varphi)$, constă în integrarea tensiunii de intrare u_i un anumit interval de timp T_i şi măsurarea tensiunii rezultate. Semnalul util, u_s, fiind considerat o tensiune continuă, prin integrare rezultă :

$$ku_e = \int_0^{T_i} u_i dt = \int_0^{T_i} (u_s + u_p)\, dt = T_i u_s + \frac{u_{pm}}{2\pi f}[\cos\varphi - \cos(2\pi f T_i + \varphi)] =$$

$$= T_i u_s + \frac{u_{pm}}{\pi f} \sin(\pi f T_i + \varphi) \sin \pi f T_i. \qquad (3.31)$$

Dacă timpul de integrare T_i este un multiplu al perioadei perturbaţiei, $T_i = K\frac{1}{f}$, atunci în tensiunea de ieşire, u_e, nu mai apare perturbaţia, ea fiind proporţională numai cu semnalul util. Această proprietate a procesului de integrare, de a elimina influenţa semnalelor parazite a căror perioadă este un submultiplu al timpului de integrare, face ca aparatele numerice care conţin integratoare să fie foarte răspîndite. De obicei T_i se alege multiplu al perioadei tensiunii reţelei, pentru că principalii paraziţi la intrarea aparatelor de măsurat sînt de frecvenţă industrială. Frecvenţa reţelei nefiind menţinută riguros constantă, condiţia $T_i = K\frac{1}{f}$ nu este satisfăcută riguros. Ca urmare în tensiunea de la ieşirea integratorului o să apară şi o componentă datorită perturbaţiei, dată de relaţia (3.31) şi care este funcţie şi de faza semnalelor parazite. Situîndu-ne în cazul cel mai defavorabil, cînd $\sin(\pi f T_i + \varphi) = 1$, această componentă devine :

$$u_p T_i = \frac{u_{pm}}{\pi f} \sin \pi f T_i.$$

Scanned with OKEN Scanner

O aceeaşi valoare se obţine dacă la intrare este aplicată o tensiune continuă u_c care rezultă imediat din (3.31):

$$u_c = \frac{u_{pm}}{\pi f T_i} \sin \pi f T_i.$$

Pentru aprecierea proprietăţilor de rejecţie a semnalelor alternative se calculează atenuarea definită ca raport dintre valoarea maximă a tensiunii alternative de la intrare şi valoarea tensiunii continue care produce acelaşi efect la ieşirea integratorului. Pentru că în mod obişnuit atenuarea se măsoară în decibeli, expresia sa va fi:

$$R_{MN} = 20 \log \frac{u_{pm}}{u_c} = 20 \log \frac{\pi f T_i}{\sin \pi f T_i}.$$

În figura 3.26 este reprezentată atenuarea în funcţie de produsul fT_i. Atenuarea teoretică este infinită pentru valori întregi ale produsului, adică atunci cînd timpul de integrare este riguros un multiplu întreg al perioadei semnalului perturbator şi este minimă pentru:

$$fT_i = \frac{1}{2}(2n+1) \text{ cînd } \sin \pi f T_i = 1.$$

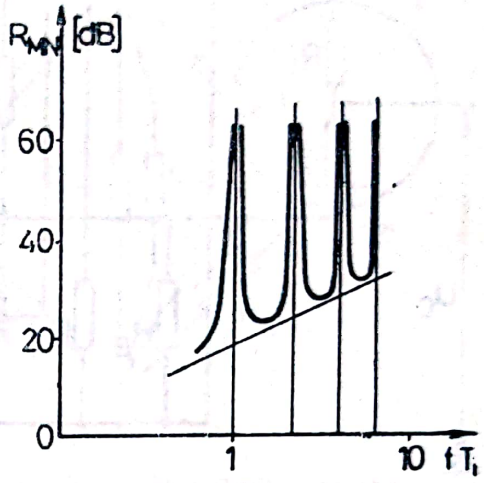


Fig. 3.26. Atenuarea integratorului în funcţie de f.

Se vede că dacă condiţia de rejecţie totală nu este satisfăcută exact, atenuarea poate scădea mult. De exemplu, dacă $T_i = 100$ ms, ceea ce conduce la eliminarea teoretică totală a perturbaţiilor de 50 Hz, la o frecvenţă de $50 \pm 0{,}05$ Hz atenuarea devine de 60 dB, iar la 45 Hz se reduce la $R_{MN} = 20 \log \frac{45.0{,}1}{\sin 4{,}5} =$ $= 23$ dB. Cu un filtru amortizat critic de ordinul 5 care are atenuarea la 50 Hz de 60 dB, adică egală cu a integratorului la o deviaţie de 0,05 Hz faţă de 50 Hz, se obţine la 45 Hz o atenuare de 56 dB. Prin urmare comportarea filtrului este superioară integratorului din acest punct de vedere. Pentru a menţine rejecţia semnalelor normale la o valoare ridicată, în cazul folosirii procedeelor de integrare, este necesar ca timpul de integrare T_i să urmărească variaţiile perioadei paraziţilor, pentru a respecta riguros condiţia $T_i = K \frac{1}{f}$. Realizarea acestui deziderat conduce însă la complicarea schemelor aparatelor.

O altă categorie de perturbaţii poate să apară prin faptul că sursa căreia i se măsoară tensiunea se găseşte la un potenţial ridicat faţă de pămînt (fig. 3.27). Pentru generalizare s-a presupus că sursa 3 nu este simetrică, avînd în cele două ramuri rezistenţe interioare diferite R_1 şi R_2. O parte din dispozitivele aparatului de măsurat sînt cuprinse în interiorul ecranului 2, izolat faţă de cutia metalică 1, pusă la masă.

Rezistenţa de intrare a voltmetrului s-a notat cu R_{int}, iar cu $R_A \ldots R_E$ rezistenţele de izolaţie ale diferitelor părţi ale aparatului şi cu I şi J bornele

Scanned with OKEN Scanner

de intrare ale aparatului (înaltă și joasă tensiune). Se observă în schema echivalentă din figura 3.28 că voltmetrul este conectat de fapt într-o punte. Dacă ea ar fi echilibrată, atunci din tensiunea perturbatoare U_c n-ar ajunge nici o parte la bornele voltmetrului și deci ea n-ar influența funcționarea sa. Dar cum condiția de echilibru nu poate fi satisfăcută pentru că sursele pot avea diferite grade de nesimetrie și nu se poate conta nici pe o mare stabilitate a rezistențelor de izolație, rezultă că la intrarea voltmetrului va ajunge o tensiune dată de expresia

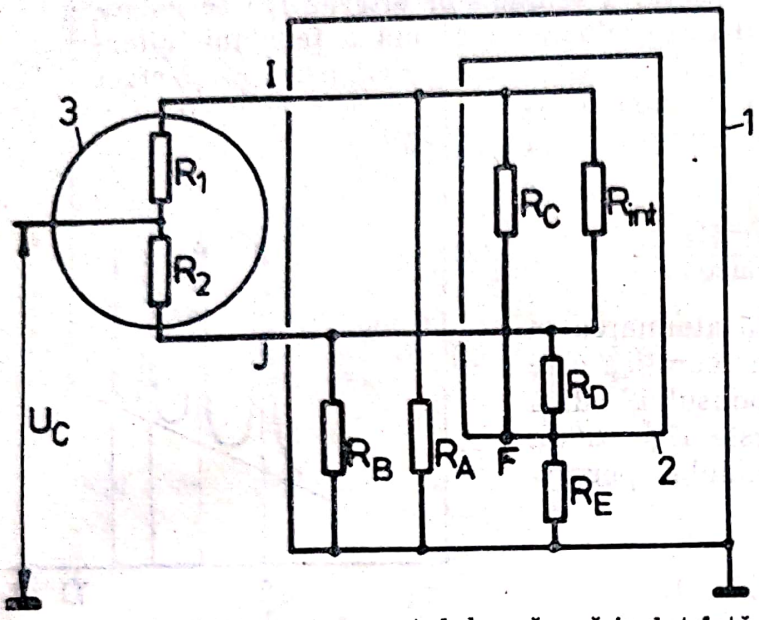


Fig. 3.27. Instrumentul de măsură izolat față de pământ.

$$U_p = U_c \frac{R_2R_3 - R_1R_4}{(R_1+R_3)(R_2+R_4)},$$

în care s-a ținut cont că rezistența echivalentă a punții, la bornele instrumentului, este neglijabilă în raport cu rezistența sa interioară, pentru că atît R_1 cît și R_2 sînt foarte mici în raport cu rezistențele de izolație și cu R_{int}. Cu R_3 și R_4 s-au notat rezistențele echivalente din brațele 3 și 4. Rezistențele R_3 și R_4 depind de potențialul la care este legat ecranul 2, adică punctul F din schema echivalentă.

Dacă ecranul este legat la borna I, schema rezultantă este aceea din figura 3.29, dacă este conectat la borna J, rezultă schema din figura 3.30 și dacă este legat la masă, cea din figura 3.31. Deci după modul de legare al ecranului, se modifică rezistențele R_3, R_4, prin urmare și tensiunea U_p.

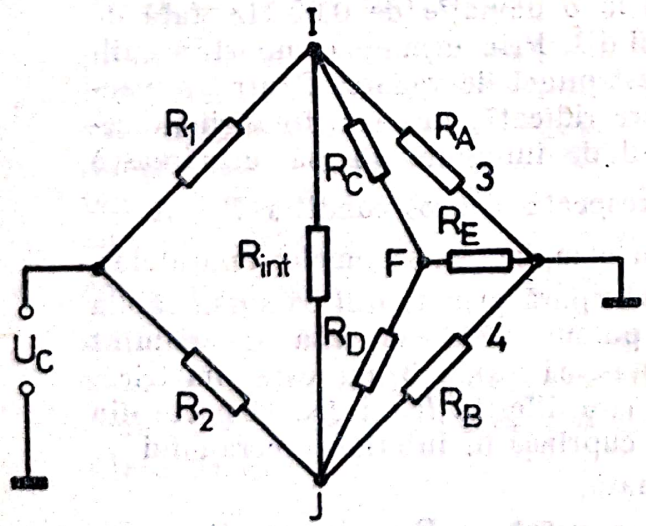


Fig. 3.28. Schema echivalentă a aparatului din figura 3.27.

Dacă diferența dintre rezistențele R_2 și R_1 este R, adică $R_1 = R_2 - R$, relația de mai sus se scrie

$$U_p = U_c \frac{R_2(R_2-R_4)}{(R_1+R_3)(R_2+R_4)} + \frac{R_4R}{(R_1+R_3)(R_2+R_4)}. \quad (3.32)$$

Admițînd că $R_3 > R_4$, U_p este maximă la valoarea cea mai mare pe care poate să o aibă R și care este $R = R_2$, pentru $R_1 = 0$.

Cu această condiție și ținînd cont că $R_1 \ll R_3$ și $R_2 \ll R_4$, se obține

$$U_p = U_c \frac{R_2}{R_4} = U_c \frac{R}{R_4}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Cu alte cuvinte, tensiunea perturbatoare U_p este cu atît mai mare cu cît nesimetria sursei este mai pronunţată şi cu cît rezistenţele de izolaţie, care intervin în R_4, sînt mai mici. La voltmetrele de calitate ele sînt mai mari de $10^{10}\,\Omega$. De asemenea rezultă că nu contează valoarea rezistenţelor inte-

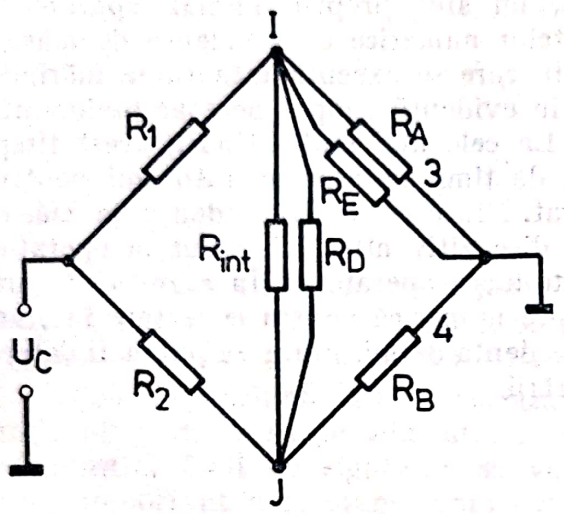


Fig. 3.29. Schema echivalentă pentru ecran legat la *I*.

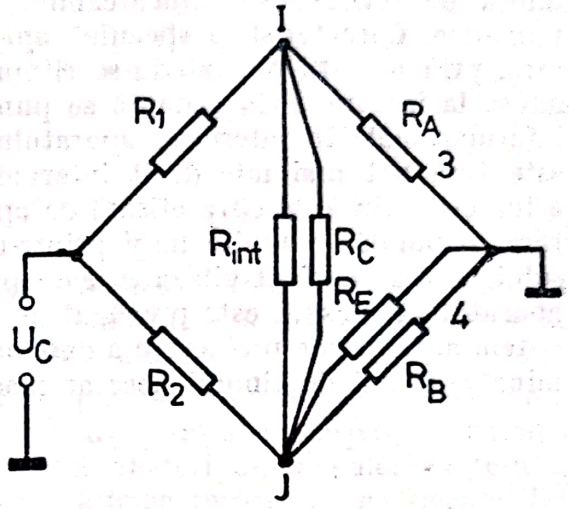


Fig. 3.30. Schema echivalentă pentru ecran legat la *J*.

rioare ci numai diferenţa lor, R, şi tensiunea perturbatoare este mai mare dacă ea se înseriază cu rezistenţa de izolaţie mai mică ($R_4<R_3$). Într-adevăr, dacă $R_4>R_3$, atunci din (3.32) rezultă că primul termen e negativ, deci tensiunea U_p este mai mică decît în cazul $R_4<R_3$. Dar dacă $R_4>R_3$ atunci U_p este maxim, în valoare absolută, cînd $R_2=0$.

Aceste observaţii sînt utile pentru măsurarea coeficientului de rejecţie al acestor semnale, numite comune, fiindcă se aplică practic sinfazic la ambele borne ale voltmetrului. Coeficientul de rejecţie corespunzător se numeşte comun.

Semnale de acest gen, sinfazice, pot să fie şi de curent alternativ. Rejecţia lor este în general mai slabă decît a semnalelor de curent continuu din cauza capacităţilor existente între diferitele elemente şi masă care determină scăderea impedanţelor echivalente în raport cu valoarea rezistenţelor.

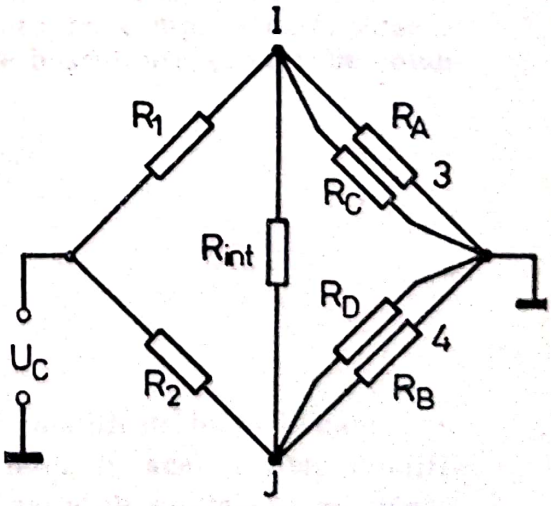


Fig. 3.31. Schema echivalentă pentru ecran legat la masă.

Scanned with OKEN Scanner

3.3.4. ALTE CARACTERISTICI

Aparatele de măsurat numerice sînt caracterizate încă prin cîteva caracteristici cum ar fi cadența de măsurare, timpul de răspuns, impedanța de intrare, supraîncărcabilitatea etc. Dintre acestea unele, ca de exemplu impedanța de intrare, supraîncărcabilitatea, nu sînt proprii numai aparatelor numerice. Caracteristica specifică aparatelor numerice este cadența de măsurare, prin aceasta precizîndu-se ritmul în care se execută măsurarea mărimii aduse la intrare. Prin cadență se pune în evidență timpul necesar prelucrării informaționale în interiorul aparatului. La cele mai multe tipuri, acest timp este însă net mai mic decît intervalul de timp necesar operatorului pentru a lua cunoștință de cifra afișată de aparat. Din acest motiv cadența de măsurare, reglabilă în limite largi printr-un dispozitiv aflat la îndemîna operatorului, va fixa de fapt viteza cu care poate lucra operatorul. În cazurile în care aparatul de măsură este prevăzut cu ieșire numerică pentru conectare într-un sistem automat de prelucrare a datelor, cadența de măsurare va putea fi determinată numai de timpul necesar măsurării.

Scanned with OKEN Scanner

4. COMPONENTELE INSTRUMENTELOR DE MĂSURAT NUMERICE

Măsurările numerice oferă posibilitatea realizării unor performanţe bune atît ca viteză de măsurare cît şi ca precizie, deoarece utilizează componente de calitate bună şi mărimi electrice cu valori stabile.

Valorile mărimilor care urmează a se păstra cît mai constante vor fi influenţate de sursa de alimentare, temperatură, presiune, variaţii de sarcină etc., astfel încît cu siguranţă se vor întîlni abateri de la valoarea cerută. Este important a se stabili cum depinde mărimea respectivă de fiecare din parametrii variabili care o influenţează pentru a se putea decide asupra modului de a reduce influenţele, astfel încît în final să se obţină precizia dorită. În general creşterea performanţelor şi reducerea erorilor se face cu efort mare, iar începînd de la anumite limite în sus nu mai este indicat a se insista, deoarece costul este prea mare faţă de cîştigul obţinut. Limita pînă la care se ridică performanţele de stabilitate a unor mărimi va influenţa costul aparatului şi va fi elementul asupra căruia proiectantul trebuie să decidă printr-un compromis între economic şi tehnic.

În cele ce urmează se vor prezenta principalele componente frecvent întîlnite în instrumentele de măsurare numerică, cum ar fi elementele de circuit ca rezistor, bobină, condensator, amplificatoare, comparatoare, surse de tensiune şi de semnal, elemente logice, circuite basculante, circuite de comutaţie, registre, numărătoare indicatoare etc.

4.1. REZISTOARE DE PRECIZIE

Un rezistor este supus în exploatare unor condiţii de lucru în care temperatura şi încărcarea se schimbă în limite largi, în acelaşi timp modificîndu-se valoarea rezistenţei. Pentru a se reduce variaţiile acesteia se iau măsuri de micşorare a acţiunii cauzelor principale care duc la variaţia nedorită.

Scanned with OKEN Scanner

În acest scop toate rezistoarele de precizie utilizate în scheme de măsurare se aleg astfel încît încălzirea lor să fie minimă. Coeficientul de variaţie cu temperatura a rezistivităţii materialului de construcţie a rezistoarelor trebuie să fie cît mai mic.

Proiectantul instrumentului de măsurare urmează să aleagă pe cît posibil scheme în care rezistoarele să intre în relaţia de măsură nu prin valori absolute, ci prin raport, în acest fel reducîndu-se mult impreciziile datorate variaţiilor parametrilor iniţiali ai rezistoarelor. Este de asemenea dorită utilizarea reţelelor rezistive a căror comportare este mai uniformă în comparaţie cu rezistoarele individuale montate într-o schemă, temperatura, presiunea, umiditatea şi alţi factori externi influenţînd în acelaşi mod toate componentele reţelelor rezistive.

Mărimile care influenţează în principal valoarea rezistenţei unui rezistor de precizie sînt temperatura mediului ambiant, tensiunea de funcţionare, îmbătrînirea. Erorilor datorate acestor factori se adaugă prezenţa unei inductivităţi parazite în serie şi a unei capacităţi parazite în paralel cu rezistenţa.

Tehnologia fabricării rezistoarelor este hotărîtoare asupra obţinerii şi menţinerii unor rezistenţe de mare precizie. Din acest motiv costul acestora este de 10—1 000 ori mai mare decît al rezistoarelor de precizie redusă. Problema principală a calităţii rezistoarelor rămîne însă păstrarea în timp a valorilor rezistenţelor, reducerea influenţei îmbătrînirii.

4.1.1. REZISTOARE BOBINATE

O rezistenţă de precizie se poate obţine bobinînd un conductor cu rezistivitate cît mai puţin dependentă de temperatură, pe un suport cilindric ceramic şi acoperind totul cu un strat de material ceramic pentru a-l feri de umezeală, lovituri mecanice etc. În figura 4.1 se vede un asemenea rezistor care, pentru a avea inductivitate parazită cît mai mică, este bobinat cu fire paralele. Manganina şi constantanul sînt materiale larg utilizate pentru asemenea rezistoare. Se obţin precizii de 0,01% în mod curent, iar în condiţii speciale se poate atinge 0,001%.

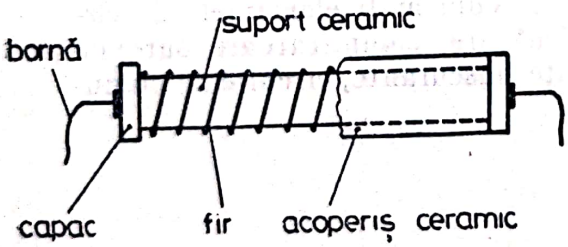


Fig. 4.1. Rezistor bobinat.

4.1.2. REZISTOARE CU PELICULĂ FINĂ

În figura 4.2 se prezintă o imagine a unui rezistor realizat cu peliculă fină metalică depusă pe un strat izolator. Grosimea peliculei poate fi între 0,05 şi $1 \cdot 10^{-3}$ mm, în funcţie de puterea pe care urmează a o avea rezistorul.

Scanned with OKEN Scanner

În mod frecvent depunerea se face prin evaporare în vid a materialului cu rezistivitate de mare stabilitate. După depunere rezistența se acoperă cu un material protector, în prealabil montîndu-i-se terminale.

Un asemenea rezistor se mai poate construi utilizînd un suport cilindric izolant din porțelan sau ceramică pe care se depune un strat uniform dintr-un aliaj metalic cu rezistivitate invariantă cu temperatura. Capetele cilindrului se argintează (fig. 4.3) și se armează cu două terminale. În jurul cilindrului se practică o tăietură elicoidală cu un pas funcție de rezistența pe care urmează a o avea rezistorul. În acest fel cilindrul metalic a fost transformat într-o panglică așezată elicoidal pe cilindrul izolant. Totul se îmbracă în material izolant, de obicei rășini epoxidice pentru a proteja rezistorul atît împotriva loviturilor cît și împotriva umezelii.

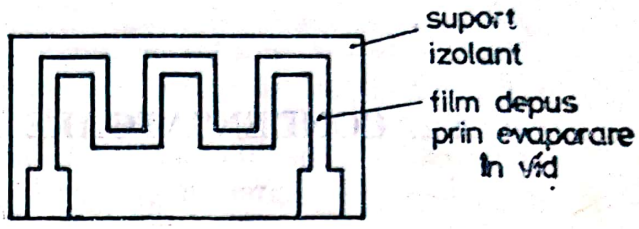


Fig. 4.2. Rezistor cu peliculă fină.

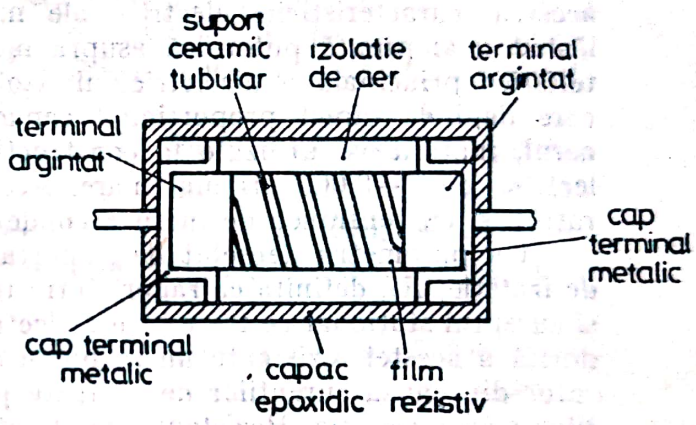


Fig. 4.3. Rezistor cilindric cu peliculă fină.

4.1.3. REZISTOARE CU PELICULĂ GROASĂ

Spre deosebire de rezistoarele cu peliculă fină, rezistoarele cu peliculă groasă au straturi depuse în grosimi de la 1 la $60 \cdot 10^{-3}$ mm. Pe un suport izolat din ceramică, sticlă, porțelan etc. se depune o rețea rezistivă din material invariabil cu temperatura (fig. 4.4). Structura rețelei este realizată în așa mod încît prin cîteva tipuri de rețea și prin tăieturi realizate asupra rețelei se pot obține practic orice valori pentru rezistență. Procesul de realizare a rețelei este de obicei fotografic. După obținerea valorii dorite, rezistorul se capsulează pentru a fi ferit de umezeală și lovituri mecanice.

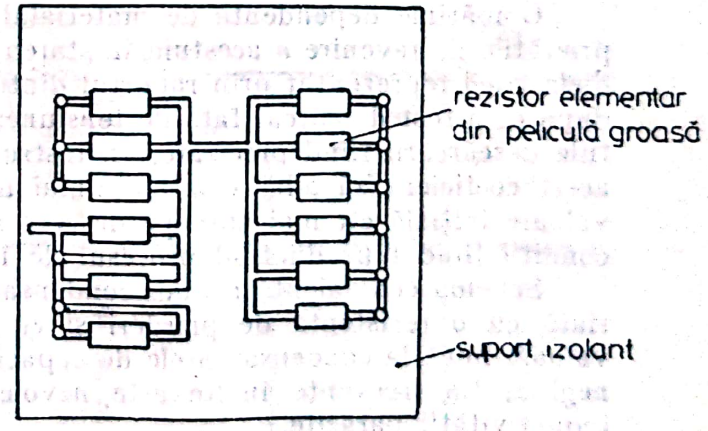


Fig. 4.4. Rezistor cu peliculă groasă.

Cele mai precise rezistoare se obțin prin metoda peliculei fine sau cu fire bobinate, în care caz se obțin erori de 0,01% sau chiar mai mici. Celelalte

Scanned with OKEN Scanner

procedee pot oferi rezistoare cu precizie de 0,02%, aceste mărimi referindu-se la abateri față de valoarea nominală atunci cînd rezistorul lucrează în condiții de temperatură, umiditate, presiune diferite de cele nominale, dar în limitele admise de fabricant.

4.2. CONDENSATOARE DE PRECIZIE

Capacitatea unui condensator este dependentă de elementele constructive ale sale cum ar fi: dimensiunile geometrice ale armăturilor, distanța dintre acestea, caracteristicile electrice ale materialului izolant, variațiile acestora lăsînd o amprentă puternică asupra menținerii în timp a capacității. Caracteristica principală a dielectricului izolator este constanta sa dielectrică de care depinde direct proporțional capacitatea condensatorului. În raport cu aerul, materialele utilizate la construcția condensatoarelor au constanta dielectrică de 3—6 000 ori mai mare. Această constantă se schimbă cu temperatura și cu tensiunea de lucru a condensatorului.

Un parametru deosebit de important al condensatoarelor este rezistența de izolație, R_i, definită ca raport între tensiunea continuă aplicată armăturilor și curentul staționar ce trece prin dielectricul condensatorului. Valoarea infinită dorită a acestei rezistențe nu se poate obține practic pentru nici un condensator din cauza curenților de scurgere pe suprafața dielectricului și a curenților prin dielectric. Rezistența de izolație se cuprinde implicit în factorul de disipare, acesta fiind raportul dintre energia pierdută în condensator și energia înmagazinată în el.

O mărime dependentă de materialul dielectric și care caracterizează proprietățile de revenire a acestuia în starea inițială este coeficientul de absorbție dielectrică reprezentat prin raportul dintre tensiunea existentă pe condensator după ce a fost descărcat față de tensiunea avută înainte de descărcare, condițiile descărcării fiind precizate. În instrumentele de măsurare este necesar ca acest coeficient să aibă valori cît mai mici pentru ca totdeauna să existe o valoare inițială cît mai aproape de zero a tensiunii condensatorului, în aceste condiții fiind reproductibil procesul de încărcare.

Schema echivalentă a unui condensator conține capacitatea acestuia înseriată cu o rezistență de pierderi și cu o inductivitate. Ultima mărime are valoare mică la condensatoarele de capacitate mică și în unele cazuri se poate neglija. La frecvențe înalte este, nevoie însă a se ține seama de existența inductivității parazite.

Materialul dielectric utilizat la construcția condensatoarelor poate fi:

— plastic, ca polietilenă tereftalată (mylar), policarbonat, polistiren, politetrafluoretilenă (teflon),

— ceramic,

— sticlă,

— porțelan.

Scanned with OKEN Scanner

Condensatoarele cu izolație din material plastic se realizează prin suprapunerea a două folii metalice izolate cu folii dielectrice. Întregul ansamblu se răsucește în formă de cilindru și se capsulează. Datorită acestui procedeu de construcție nu se pot evita deplasări relative ale foliilor metalice din care cauză se realizează mai greu valorile dorite ale capacității.

Condensatoarele Mylar au pierderi relativ mari în comparație cu alte tipuri. Condensatoarele cu policarbonat se comportă bine la frecvențe înalte dar au un coeficient de variație cu temperatura insuficient de stabil. Asemenea condensatoare sînt utilizate pe larg în aparatele de măsurat numerice deoarece au capacități mari în volume mici. Teflonul și polistirenul oferă condensatoarelor o mare rezistență de izolație împreună cu o gamă largă a temperaturii de lucru.

Condensatoarele ceramice sînt preferate în frecvențele înalte datorită pierderilor reduse în dielectric și tensiunilor mari pe care le suportă. Coeficienții de variație cu temperatura și cu tensiunea sînt mari. Utilizarea lor în măsurările numerice este redusă și din cauza dificultăților de realizare a capacităților mari.

Condensatoarele cu izolație din sticlă sînt foarte rezistente la tensiune, au izolație foarte bună, răspuns bun la frecvențe înalte, domeniu mare pentru temperatura de lucru. Se suprapun pături de sticlă și de aliaj, se conectează la capete și se capsulează după ce s-au lipit terminalele. În acest fel devin practic imune la umezeală.

Condensatoarele cu izolație de porțelan se fac după tehnologii similare cu sticla. Se depun straturi subțiri de metal pe porțelan, se taie în bucăți, se suprapun și se lipesc terminalele. Volumul mare la capacități mici limitează mult utilizarea acestor condensatoare în tehnica măsurării numerice.

Tabelul 4.1

Tip	Constanta dielectrică	Factor de disipare %	Rezistența de izolație MΩ/μF	Coeficient de temperatură 0,0001 %	Limită de frecvență MHz
Sticlă	8,5	0,1	10^5	5	60
Ceramică	—	0,15	10^5	10	100
Porțelan	10	0,1	10^5	10	100
Teflon	2	0,03	10 000	25	—
Policarbonat	3,5	0,2	5 000	—	—
Mylar	3,5	0,8	5 000	—	—
Polistiren	2	0,02	20 000	25	100 kHz

Scanned with OKEN Scanner

4.3. DIVIZOARE DE TENSIUNE INDUCTIVE

Divizoarele de tensiune se construiesc din rezistoare, din condensatoare și din bobine. Cele mai des utilizate sînt divizoarele rezistive datorită posibilităților de a funcționa în curent continuu ca și în curent alternativ și datorită simplității constructive. Precizia pe care o pot realiza aceste divizoare este însă redusă, deoarece stabilitatea în timp a valorii rezistențelor este scăzută, temperatura influențînd puternic valoarea pe care o au la un moment dat rezistențele componente.

Divizoarele de tensiune inductive pot obține performanțe de stabilitate mult mai bune. Acestea se construiesc înfășurînd un număr oarecare de spire pe un miez magnetic. Schema din figura 4.5 prezintă un asemenea divizor compus din n secțiuni. Fiecare secțiune este realizată din același număr de spire deoarece inițial se asamblează un cablu flexibil din n conductoare răsucite și izolate între ele cu care se bobinează apoi un miez magnetic. În acest fel se creează premizele ca fiecare secțiune să se comporte identic. Pentru a obține performanțe superioare este necesar ca miezul magnetic să aibă permeabilitate cît mai mare și pierderi cît mai mici. Diferențele ce apar între secțiunile componente ale divizorului se vor datora acum nu numărului de spire, ci imposibilității practice de a se realiza geometrie identică pentru fiecare secțiune, deși bobinarea sub formă de cablu reduce mult neuniformitățile geometrice dintre secțiuni. Conexiunile la borne vor contribui de asemenea la apariția neuniformităților. Din aceste cauze apar erori ale raportului de transformare de ordinul a 0,00001% sau mai mici. Proprietățile divizorului nu sînt influențate practic de temperatură. Costul acestor divizoare este însă mare datorită mai întîi materialelor utilizate, acestea fiind de foarte bună calitate sînt scumpe și în al doilea rînd datorită tehnologiei de fabricație. Din acest motiv astfel de divizoare se vor întîlni în instrumentele de măsură de mare precizie. Raportul de divizare are valoarea de calcul dată de raportul numărului de spire.

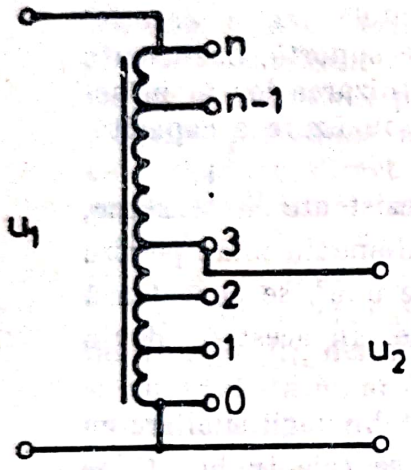


Fig. 4.5. Schema unui divizor inductiv.

$$D = \frac{u_2}{u_1} = \frac{n_2}{n_1},$$

și de obicei se realizează decadic.

4.4. AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL

Amplificatorul operațional este un amplificator de curent continuu cu factor de amplificare deosebit de mare — 30 000—200 000 destinat să lucreze în scheme cu reacție negativă puternică. Simbolic amplificatorul operațional

Scanned with OKEN Scanner

se desenează ca în figura 4.6 dispunînd de două intrări și o ieșire. Cele două intrări simetrice — a_1 inversoare și a_2 neinversoare — constituie accesul spre un etaj diferențial, ceea ce are ca urmare o derivă redusă.

Amplificatoarele operaționale se utilizează în tehnica măsurărilor numerice la construcția convertoarelor analog-digitale, sau digital-analogice, la conversia unor mărimi electrice în altele, la generarea unor semnale cu parametri stabili, cum ar fi, tensiunea, frecvența, la separarea etajelor cu impedanțe diferite etc. Construcția integrată a lor le conferă caracteristici deosebite care se păstrează în timp, în acest fel putîndu-se obține performanțe bune în toate instalațiile în care se utilizează.

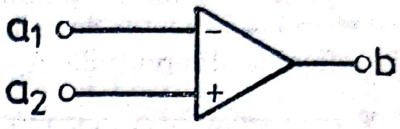


Fig. 4.6. Simbolul amplificatorului operațional.

4.4.1. CARACTERISTICILE AMPLIFICATORULUI OPERAȚIONAL CU BUCLĂ DESCHISĂ

În figura 4.7 se prezintă schema echivalentă a unui amplificator operațional cu intrări simetrice în care se vede :

$\mathbf{Z}_i$ — impedanța de intrare diferențială definită ca raport între variația tensiunii de intrare către variația curentului de intrare la tensiune și ieșire cunoscută. Valorile acestei impedanțe se situează între 10^6 și 10^{12}.

$\mathbf{Z}_{c1}$, $\mathbf{Z}_{c2}$ — impedanța de intrare de mod comun definită ca raport dintre tensiunea aplicată între o bornă de intrare și masă către curentul de intrare, atunci cînd a doua bornă de intrare este conectată la masă pentru componenta alternativă. Cele două impedanțe de intrare de mod comun nu sînt totdeauna egale, fapt ce are urmări neplăcute în funcționare.

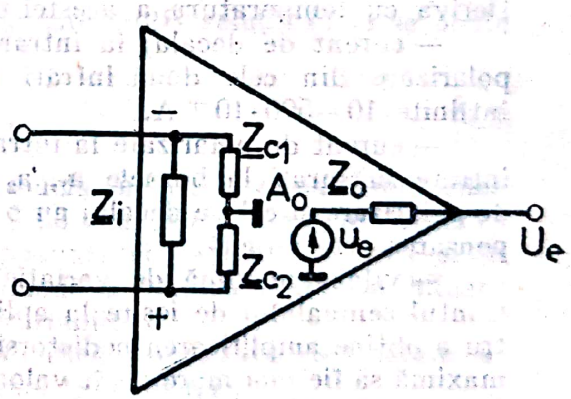


Fig. 4.7. Schema echivalentă.

$\mathbf{Z}_0$ — impedanța de ieșire definită ca raport între tensiunea de ieșire măsurată în gol și curentul debitat în scurtcircuit, valoarea obișnuită situîndu-se în jurul a 200 ohm.

A_0 — factorul de amplificare diferențială în buclă deschisă definit ca raport între variația tensiunii continue de la ieșire și variația tensiunii continue de la intrarea simetrică.

u_e — tensiunea electromotoare de ieșire a amplificatorului. Valoarea acestei tensiuni se obține amplificînd cu $-A_0$ tensiunea diferențială adusă la intrare. Dacă impedanța de ieșire $\mathbf{Z}_0$ este nulă, tensiunea u_e este chiar tensiunea U_e obținută la borna de ieșire.

În afara acestor parametri un amplificator operațional se distinge și prin următoarele :

Scanned with OKEN Scanner

— banda de frecvență în buclă deschisă definită ca gamă de variație a frecvenței pentru care amplificarea se abate cu cel mult 3 dB de la valoarea maximă. În figura 4.8 se prezintă o diagramă din care se vede că pe măsură ce crește frecvența, amplificarea A_0 scade astfel că peste 10—30 MHz devine 0 dB sau chiar mai mică. În aceeași figură se poate observa și variația defazajului introdus de amplificator;

— raportul de rejecție de mod comun (RMC) definit ca raport între amplificarea diferențială A_0 și amplificarea de mod comun, ultima obținîndu-se ca raport între tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare aplicată între masă și ambele intrări conectate împreună. Un raport mare de rejecție pentru modul comun atestă o bună calitate a circuitului diferențial de la intrare și deci performanțe bune pentru întregul circuit;

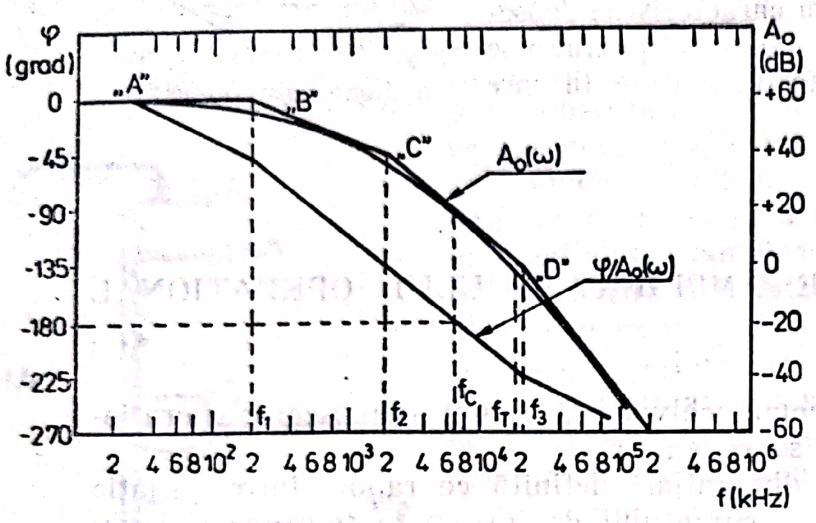


Fig. 4.8. Cîștigul și faza, funcție de frecvență

— tensiunea de decalaj la intrare definită drept acea tensiune care trebuie adusă la intrare pentru a forța tensiunea de ieșire să ia valoarea zero. Această mărime pune în evidență diferențe între tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor utilizate și are valori obișnuite 1—5 mV. Deriva cu temperatura a acestei tensiuni îngreunează compensarea necesară.

— curent de decalaj la intrare. Acesta este diferența dintre curenții de polarizare din cele două intrări la funcționarea simetrică. Valori frecvent întîlnite $10—500 \cdot 10^{-9}$ A.

— curent de polarizare la intrare, definit ca valoare medie a curenților de intrare măsurați la bornele a_1, a_2 (fig. 4.6) valori uzuale 5—20 μA. Curenții de polarizare și cel de decalaj au o derivă cu temperatura din care cauză compensarea este dificilă.

— viteza maximă de variație a semnalului la ieșire care caracterizează frontul semnalului de ieșire la aplicarea unui semnal treaptă la intrare. Pentru a obține amplificarea nedistorsionată a unui semnal este necesar ca viteza maximă să fie mai mare decît valoarea maximă a pantei semnalului de intrare. Valori obișnuite pentru viteza maximă sînt 0,2—10 V/μs.

4.4.2. CARACTERISTICILE AMPLIFICATORULUI OPERAȚIONAL CU BUCLĂ ÎNCHISĂ

În toate aplicațiile amplificatorul operațional se conectează într-o schemă cu o reacție negativă realizată printr-o impedanță Z_r conectată între ieșire și intrarea inversoare. Din acest motiv parametrii circuitului se modifică.

Scanned with OKEN Scanner

În continuare se analizează amplificarea, impedanța de intrare și impedanța de ieșire în două scheme distincte.

În figura 4.9 se vede schema amplificării cu inversare, semnalul fiind adus la intrarea inversoare, iar intrarea neinversoare fiind conectată la masă printr-o rezistență R. Valoarea acestei rezistențe R trebuie să fie la fel de mare ca și rezistența totală cu care se conectează la masă borna inversoare, în acest mod reducîndu-se substanțial influența curenților de polarizare.

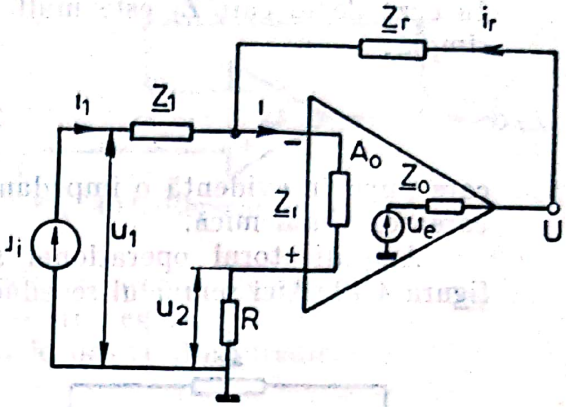


Fig. 4.9. Amplificator inversor.

Factorul de amplificare în buclă închisă se calculează considerînd relațiile :

$$u_i = i_1 Z_1 + i\,(Z_i + R)$$

$$u_e = i_r\,(Z_r + Z_0) + i\,(Z_i + R)$$

$$i = i_1 + i_r$$

$$u_e = A_0\,(u_1 - u_2) = A_0 i Z_i$$

și raportul

$$A = \frac{u_e - i_r Z_0}{u_i},$$

obținîndu-se :

$$A = \frac{Z_0\,(Z_i + R) - A_0 Z_i Z_r}{(Z_r + Z_0)\,(Z_i + R) + Z_1\,(Z_i + Z_r + Z_0 + R) + A_0 Z_i Z_1}. \qquad (4.1)$$

În toate cazurile concrete $A_0 \gg 10\,000$ din care motiv relația (4.1) se poate exprima aproximativ :

$$A = -\frac{Z_r}{Z_1}, \qquad (4.2)$$

în care caz se obține pentru amplificarea în bucla închisă o valoare mai mică decît cea calculată cu relația (4.1), diferența fiind sub 0,01%. Se poate observa că amplificarea depinde practic doar de impedanța conectată la intrare și în reacție ; acest lucru permite stabilizarea comodă a factorului de amplificare prin utilizarea unor impedanțe cu valori invariabile.

Introducerea impedanței de reacție modifică impedanța de intrare a schemei, impedanța văzută de sursa de semnal fiind acum :

$$Z_{in} = Z_1 + \frac{Z_1\,(Z_0 Z_i + Z_0 R + Z_r R + Z_r Z_i)}{Z_1\,(Z_r + Z_0 + Z_i) + R\,(Z_1 + Z_0) + A_0 Z_i Z_1}.$$

Deoarece A_0 este foarte mare, iar Z_0 foarte mic, rezultă relația aproximativă :

$$Z_{in} \cong Z_1 + \frac{Z_r\,(Z_i + R)}{A_0 Z_i} \quad \text{sau} \quad Z_{in} \cong Z_1. \qquad (4.3)$$

Impedanța de ieșire se modifică de asemenea devenind

$$Z_e = \frac{Z_0\,[Z_1\,(Z_r + Z_i + R) + Z_r\,(Z_i + R)]\,[A_0 Z_i Z_r - Z_0\,(Z_i + R)]}{A_0 Z_i Z_r\,[Z_1\,(Z_r + Z_0 + Z_i + R) + (Z_r + Z_0)\,(Z_i + R) + A_0 Z_i Z_1]}, \qquad (4.4)$$

sau într-o formă simplificată valabilă atunci cînd A_0 este mare:

$$Z_e \cong \frac{Z_0 [Z_1 (Z_r + Z_i + R) + Z_r (Z_i + R)]}{A_0 Z_i Z_1}.$$

În cazurile în care Z_r este mult mai mare decît Z_1 se poate considera forma simplă:

$$Z_e \cong Z_0 \frac{A}{A_0}, \tag{4.5}$$

care pune în evidență o impedanță de ieșire cu atît mai mică cu cît amplificarea este mai mică.

Amplificatorul operațional se poate conecta și în modul prezentat în figura 4.10. Aici semnalul se aduce la borna neinversoare, iar reacția la borna inversoare. Calculul amplificării se face scriind adecvat aceleași relații ca și în schema inversoare, obținîndu-se:

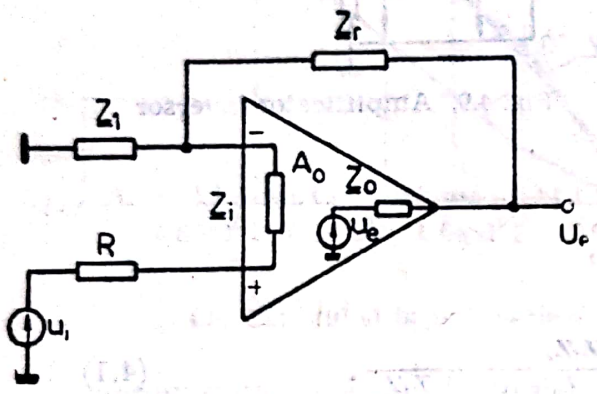


Fig. 4.10. Amplificator neinversor.

$$A = \frac{Z_1 Z_0 + A_0 Z_i (Z_1 + Z_r)}{(Z_i + R)(Z_1 + Z_r + Z_0) + Z_1 (Z_r + Z_0) + A_0 Z_i Z_1}.$$

În cazurile practice cînd $Z_i \gg Z_1, Z_0, R$ și $Z_0 \ll Z_r$ se poate utiliza relația simplificată:

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{A_0}{1 + \frac{Z_r}{Z_1}}} = \frac{A_0}{1 + \frac{A_0 Z_1}{Z_1 + Z_r}},$$

iar dacă A_0 este foarte mare:

$$A \cong \frac{Z_1 + Z_r}{Z_1} \cong 1 + \frac{Z_r}{Z_1}. \tag{4.6}$$

Față de conexiunea inversoare se observă că amplificarea nu poate fi mai mică decît unu și că nu se mai schimbă faza semnalului amplificat.

Impedanța de intrare pentru amplificatorul neinversor obține expresia:

$$Z_{in} = Z_i + R + \frac{Z_1 (Z_r + Z_0) + A_0 Z_i Z_1}{Z_1 + Z_r + Z_0}.$$

Deoarece $Z_0 \ll Z_1$, iar $Z_i > R$ și Z_2, rezultă relația simplificată:

$$Z_{in} \cong Z_i + \frac{A_0 Z_i}{1 + \frac{Z_r}{Z_1}} = Z_i \left(1 + \frac{A_0}{1 + A}\right). \tag{4.7}$$

Se observă că impedanța de intrare crește mult din care motiv schema de amplificare neinversoare se utilizează pentru amplificarea semnalelor de putere mică.

Pentru impedanța de ieșire se obține o relație asemănătoare cu (4.4), care simplificată se transformă în relația (4.5), aceasta rămînînd deci valabilă și pentru amplificatorul neinversor.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă în figura 4.10 se face $Z_1=\infty$ și $Z_r=0$ se obține schema repetorului de tensiune cu amplificator operațional prezentată în figura 4.11. Tensiunea de ieșire U_e se obține amplificînd tensiunea de intrare U_i cu factorul de amplificare A dat de relația (4.6) în care se face $Z_r=0$ și $Z_1=\infty$, obținîndu-se $U_e=U_i$, adică o repetare la ieșire a tensiunii aduse la intrare. Schema din figura 4.11 păstrează calitatea schemei din figura 4.10 de a prezenta o mare impedanță de intrare, fiind din acest motiv frecvent utilizată ca repetor pentru semnale slabe. Din cele de mai sus se vede că practic :

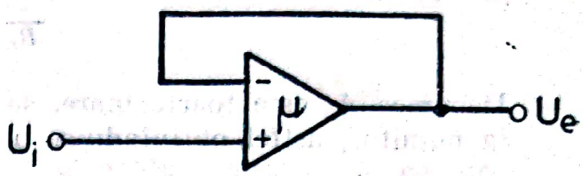


Fig. 4.11. Repetor de tensiune.

— curentul de intrare și curentul de reacție au aceeași valoare,
— potențialele bornelor de intrare + și — sînt egale,
— amplificarea depinde numai de elementele pasive din circuit.

4.4.3. APLICAȚIILE AMPLIFICATORULUI OPERAȚIONAL

În cele ce urmează se prezintă aplicații tipice ale amplificatorului operațional în instrumentele de măsurare numerică. În schema din figura 4.12 se aduc n tensiuni prin n rezistoare la intrarea invertoare a amplificatorului operațional μ. Tensiunea de ieșire U_e se obține simplificat considerînd că amplificatorul are impedanța de intrare Z_i suficient de mare pentru ca să se poată neglija curentul ce o străbate în comparație cu curenții ce trec prin rezistoarele de intrare și prin cea de reacție. În acest caz se va scrie :

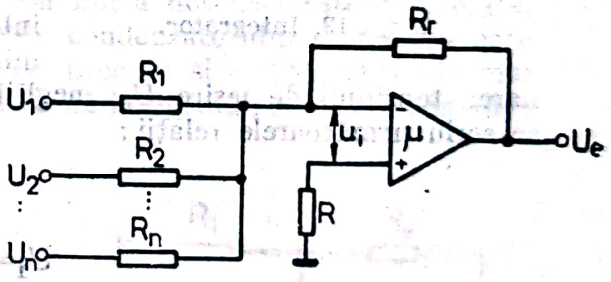


Fig. 4.12. Sumator ponderat de tensiuni.

$$\frac{U_1-u_i}{R_1}+\frac{U_2-u_i}{R_2}+\ldots+\frac{U_n-u_i}{R_n}+\frac{U_e-u_i}{R_r}=0, \qquad (4.8)$$

Considerînd raportul :

$$A_0=-\frac{U_e}{u_i},$$

se va scrie pentru (4.8)

$$\sum_{j=1}^{n}\frac{U_j}{R_j}+\frac{U_e}{A_0}\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{R_j}+\frac{U_e}{A_0R_r}+\frac{U_e}{R_r}=0,$$

sau într-o altă formă

$$U_e = -\frac{\sum_{j=1}^{n} \frac{U_j}{R_j}}{\frac{1}{R_r}\left(1+\frac{1}{A_0}\right)+\frac{1}{A_0}\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{R_j}}.$$

Deoarece A_0 este foarte mare, se pot neglija unii termeni care conţin pe A_0 la numitor, astfel obţinîndu-se o relaţie comodă pentru calcul:

$$U_e = -\sum_{j=1}^{n} \frac{R_r}{R_j} U_j. \qquad (4.9)$$

Din această relaţie se vede că amplificatorul operaţional poate efectua operaţia de adunare ponderată a unor tensiuni, ponderile fiind invers proporţionale cu rezistenţele de intrare şi direct proporţionale cu rezistenţa de reacţie.

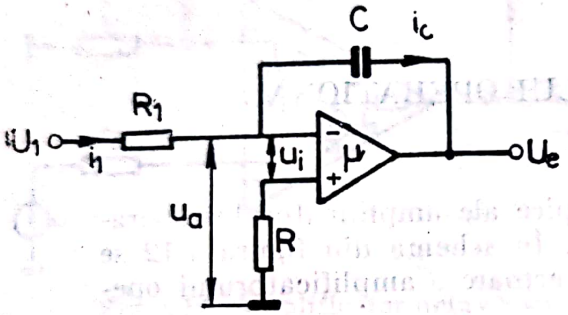


Fig. 4.13. Integrator.

Precizia operaţiei de adunare sau scădere, dacă tensiunile de intrare au semne diferite, depinde foarte puţin de factorul de amplificare în buclă deschisă A_0, fiind determinată în primul rînd de precizia rezistoarelor din circuitele de intrare şi din cel de reacţie.

Conectînd amplificatorul operaţional μ ca în figura 4.13, cu o rezistenţă de intrare la sursa de semnal şi cu un condensator în circuitul de reacţie se obţine o schemă de integrare cunoscută în literatură sub denumirea de integrator Miller. Pentru determinarea tensiunii de ieşire U_e, neglijînd curentul de intrare în amplificator, se scriu următoarele relaţii:

$$i_1 = i_c$$

$$U_1 = i_1 R_1 + u_a$$

$$U_e = -A_0 u_i = u_a - \frac{1}{C}\int_0^t i_c dt - \frac{q_0}{C},$$

în care s-a notat cu q_0 sarcina iniţială a condensatorului de capacitate C.

Derivînd ultima relaţie se obţine:

$$\frac{dU_e}{dt} = \frac{du_a}{dt} - \frac{i_c}{C},$$

de unde rezultă

$$i_c = i_1 = C\frac{du_a}{dt} - C\frac{dU_e}{dt}.$$

Scanned with OKEN Scanner

În acest fel:

$$U_1 = R_1 C \left(\frac{du_a}{dt} - \frac{dU_e}{dt} \right) + u_a = -R_1 C \frac{dU_e}{dt} \left(1 + \frac{1}{A_0} \right) - \frac{U_e}{A_0}.$$

Notînd constanta de timp $\tau = R_1 C$, ultima ecuație diferențială se va ordona astfel:

$$\tau \frac{1+A_0}{A_0} \frac{dU_e}{dt} + \frac{U_e}{A_0} = -U_1. \qquad (4.10)$$

Cînd factorul de amplificare A_0 este mare se poate neglija al doilea termen din stînga relației (4.10), precum și 1 față de A_0 astfel că după integrare se va obține:

$$U_e = -\frac{1}{\tau} \int_0^t U_1 dt - \frac{q_0}{C},$$

ceea ce înseamnă că tensiunea de ieșire este proporțională cu integrala tensiunii de intrare. Dacă tensiunea U_1 este constantă și sarcina inițială a condensatorului este nulă, relația de mai sus devine:

$$U_e = -\frac{U_1 t}{\tau}, \qquad (4.11)$$

ceea ce înseamnă că tensiunea de ieșire este o tensiune liniar crescătoare.

În realitate, datorită neglijărilor făcute, schema realizează integrala cu anumite erori pentru a căror determinare se integrează ecuația (4.10). Erorile sînt cu atît mai mici cu cît amplificarea în bucla deschisă este mai mare. O importanță deosebită urmează a se acorda condensatorului C, pentru care se cere o rezistență de izolație foarte mare, precum și compensării cît mai complete a tensiunii de decalaj, aceasta din urmă integrîndu-se ca și tensiunea de semnal.

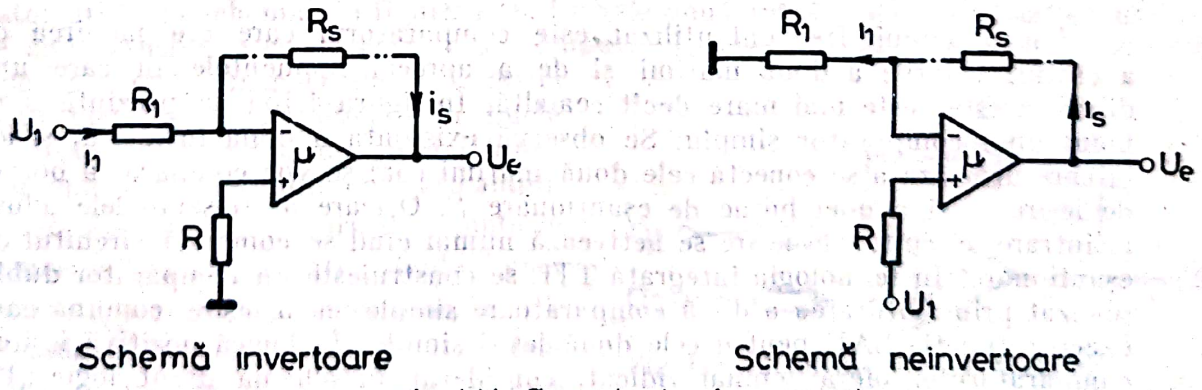


Fig. 4.14. Corvertor tensiune-curent.

Amplificatorul operațional poate fi utilizat comod în scheme de conversie, așa cum se vede în figura 4.14, în care se prezintă conversia tensiune-curent. Prin rezistorul R_1 va circula curentul i_1 determinat de tensiunea U_1 a sursei

Scanned with OKEN Scanner

de semnal. În circuitul de reacție se conectează sarcina R_s prin care va trece un curent i_s egal cu i_1, deoarece curentul ce intră în amplificatorul operațional este practic nul. În acest fel, independent de valoarea rezistenței sarcinii, curentul ce o străbate va fi determinat doar de tensiunea de intrare U_1 și de rezistența R_1:

$$i_s = \frac{U_1}{R_1}. \tag{4.12}$$

Se pot concepe scheme în care rezistența de sarcină, prin care trece un curent proporțional cu o tensiune, să fie asimetric conectată în schemă.

Convertoarele tensiune-curent realizate cu amplificatoare operaționale au impedanță de intrare foarte mare, energia trimisă în sarcina convertorului fiind preluată din sursa de alimentare.

În instrumentele numerice amplificatorul operațional se mai utilizează în scheme pentru generarea tensiunilor stabilizate de mică putere și cu mare grad de stabilitate. În astfel de cazuri se conectează tensiunea de referință la intrarea neinversoare, iar la ieșire se obține o tensiune stabilă, sursa avînd impedanță de ieșire foarte mică.

Scheme de eșantionare, scheme de selectare a amplitudinii maxime, scheme de memorare dinamică a semnalelor slabe constituie doar cîteva din aplicațiile mai speciale ale amplificatorului operațional. Prezentarea acestora urmează a se face în capitolele următoare odată cu analiza modalității de măsurare a mărimilor variabile în timp.

4.5. COMPARATOARE

Un alt circuit frecvent utilizat este comparatorul care are menirea de a cîntări valorile a două mărimi și de a aprecia momentele în care una dintre acestea este mai mare decît cealaltă. În figura 4.15a se prezintă simbolul unui comparator simplu. Se observă existența a două intrări a_1 și a_2, la care urmează a se conecta cele două mărimi care se vor compara, a bornei de ieșire A și a unei borne de eșantionare S. Oricare ar fi semnalele aduse la intrare, circuitul de ieșire se activează numai cînd se comandă circuitul de eșantionare. În tehnologia integrată TTL se construiește un comparator dublu realizat prin alăturarea a două comparatoare simple cu o ieșire comună care execută funcția SAU pentru cele două ieșiri simple. În logică pozitivă ieșirea comparatorului oferă semnal ridicat, considerat în schemă drept logic „1", atunci cînd există semnal la borna de eșantionare și cînd potențialul V_{a1} al bornei a_1 este mai mare decît potențialul V_{a2} al bornei a_2. Caracteristica de transfer are alura prezentată în figura 4.15b. Se poate observa că atîta timp cît $V_1 = V_{a_1} - V_{a2} < 0$, la ieșirea A se păstrează un potențial V_0 ușor negativ, echivalent simbolului binar „0", la egalitatea potențialelor $V_{a_1} = V_{a2}$ ieșirea are

un nivel indecis, iar cînd V_{a1} depășește pe V_{a2} cu circa 3 mV, la ieșire se obține simbolul binar „1". Parametrul caracteristic comparatorului este rezoluția sa definită ca cea mai mică diferență de tensiune aplicată la intrare în urma căreia ieșirea trece în starea logică „1". Un alt parametru este timpul de stabilire definit ca timpul ce se scurge de la aplicarea unui semnal treaptă la intrare pînă cînd tensiunea de ieșire atinge valoarea limită cu eroarea admisă. Acești doi parametri sînt influențați atît de construcția internă a comparatorului cît și de schema în care se utilizează. Tensiunile mari de decalaj la intrare, aceasta fiind în fond o intrare simetrică, curenții de decalaj, ca și impedanța mare a surselor de semnal, vor înrăutăți rezoluția comparatorului. Capacități mari în circuitul de ieșire vor lungi timpul de stabilire al comparatorului. În mod frecvent rezoluția unui comparator se situează în jurul a 0,5—8 mV, iar timpul de stabilire 0,1—0,2 μs. În instalațiile numerice comparatorul se utilizează în construcția comparatoarelor pentru sesizarea momentului echilibrului unor tensiuni.

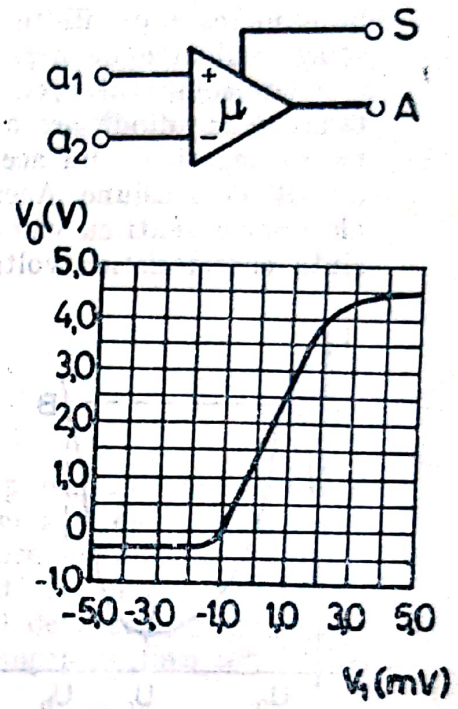


Fig. 4.15. Comparator. Simbol și caracteristica de transfer.

Deoarece curenții de polarizare ai comparatorului au valori relativ mari, de ordinul zecilor de microamperi, o sursă de semnal cu impedanță mare de ieșire este nepotrivit a fi conectată direct la intrarea unui comparator. În astfel de cazuri se preferă sau un comparator construit cu un amplificator operațional sau intercalarea între sursa de semnal de impedanță mare și comparator a unui adaptor de impedanță, spre exemplu, un etaj de amplificare.

Cu ajutorul unui amplificator operațional se poate construi un comparator utilizînd schema din figura 4.16. La cele două intrări ale amplificatorului se aduc tensiunile ce urmează a se compara. În circuitul de reacție se introduce o diodă Zener D de 5 V astfel încît factorul de amplificare în buclă închisă este dependent de semnul tensiunii aplicate intrării diferențiale a amplificatorului. La o polaritate conform semnelor din amplificator, dioda Zener prezintă o rezistență mare pînă la 5 V și redusă în continuare. Pentru tensiune de intrare de polaritate inversă dioda Zener are rezistență mică, astfel că tensiunea la ieșirea A nu poate fi decît max +5 V sau minim —0,7 V. Performanțele schemei sînt deosebit de bune dacă se utilizează un amplificator operațional de calitate bună cu tensiune și curent de deplasare mic, cu

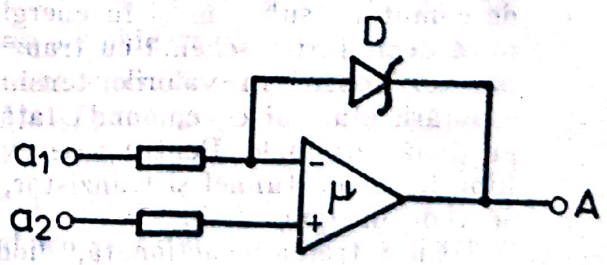


Fig. 4.16. Comparator cu amplificator operațional.

derivă termică neglijabilă și cu factor mare de amplificare în buclă deschisă, timpul de stabilire fiind sub 0,5 μs. În cele mai multe scheme, comparatorul este acționat la intrare cu semnale ce se comută în trepte. Ieșirea din comparator poate fi periodică sau aperiodică. Deoarece nu interesează decît prezența semnalului „1", adică depășirea unei valori de prag a tensiunii, o ușoară oscilație nu este prohibită dacă conduce la reducerea timpului pînă la care se atinge valoarea de prag.

Un comparator cu calități deosebite se poate construi cu diode tunnel. O asemenea diodă are o caracteristică în formă de S, conținînd o porțiune cu pantă negativă. Din acest motiv, la atingerea unui anumit curent se produce un salt de tensiune. Acest proces se poate utiliza pentru a executa comparații ale unor curenți cu valorile care dau saltul de tensiune. În figura 4.17 se prezintă caracteristica voltampermetrică a unei diode tunnel. Cît timp curentul

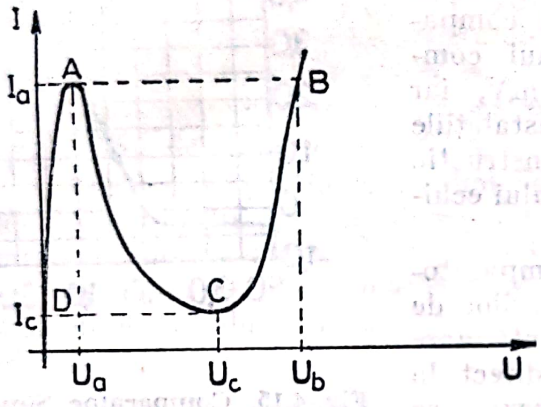


Fig. 4.17. Caracteristica unei diode tunnel.

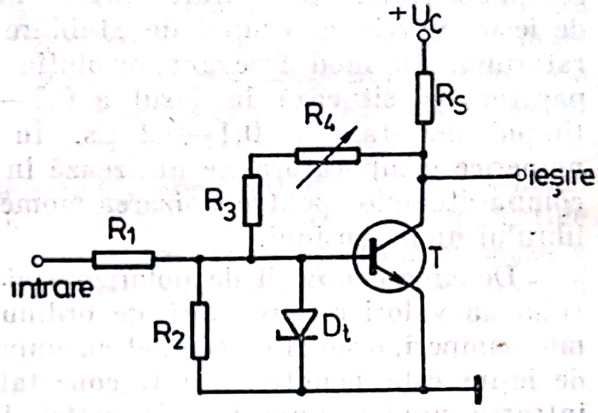


Fig. 4.18. Comparator cu diodă tunnel

este mai mic decît I_a, tensiunea nu depășește valoarea U_a. Cînd I a depășit I_a, prin salt dioda trece în punctul B și tensiunea devine $U_b > U_a$. La scăderea curentului se va produce procesul invers, prin salt obținîndu-se trecerea de la U_c la U_a atunci cînd curentul se micșorează sub valoarea I_c.

Marele avantaj al diodei tunnel în regim de comparator constă în viteza de comutare, sub 1 ns și în energia mică necesară comutării, de zece ori mai mică decît într-o schemă cu tranzistoare. Dezavantajul diodei tunnel ca comparator constă în valorile tensiunilor care sînt joase și în imposibilitatea separării etajului de comandă față de cel de rezoluție, dioda fiind un circuit cu două terminale. Pentru a se evita aceste neajunsuri se construiesc scheme hibride, diodă tunnel și tranzistor, pentru a construi un comparator, așa cum se vede în figura 4.18.

Cu intrarea neacționată, dioda tunnel D_t se găsește la o diferență de potențial U_{R_2} dată de sursa $+U_C$ și de rezistoarele R_2, R_3, R_4, R_S. Această valoare este mică și este inferioară tensiunii U_a (vezi figura 4.17). Din acest motiv joncțiunea bază emitor a tranzistorului T este blocată.

Se aduce la intrare o tensiune care face să crească curentul prin dioda tunnel. Aceasta comută deoarece curentul a depășit valoarea I_a făcînd să apară pe joncțiunea bază emitor o tensiune mai mare, capabilă să deschidă

Scanned with OKEN Scanner

trecerea unui curent de bază. Tranzistorul T trece în stare saturată. Circuitul de reacție R_3 și R_4 va reduce curentul prin dioda tunnel la o valoare inferioară lui I_a, dar mai mare decît I_c, astfel încît dioda tunnel rămîne în starea comutată. La dispariția tensiunii de la intrare, dioda va comuta în starea inițială, deoarece curentul se anulează.

Prezența rezistoarelor R_3 și R_4 face să treacă un curent prin diodă înainte de comutare, în acest fel schema va cere din partea circuitului pe care-l controlează doar un curent mic. După comutare R_3 și R_4 nu mai aduc curent astfel încît comutarea inversă este ușurată. Avînd posibilitatea de a regla rezistența R_4, se va putea regla histereza circuitului.

4.6. CIRCUITE DE COMUTAȚIE

Procesele de măsurare manuală sau automată presupun conectarea și deconectarea unor tensiuni, a unor rezistoare, închiderea și deschiderea unor circuite de curent etc., toate acestea fiind procese care schimbă starea unui circuit din situația fără curent în situația cu curent sau invers. Măsurarea numerică utilizează în mare măsură aceste operații și de aceea calitatea elementelor de comutație lasă o amprentă puternică asupra performanțelor pe care le realizează instalația de măsurare.

Un comutator ideal are într-una din cele două stări ale sale o rezistență nulă, iar în cealaltă o rezistență infinită. Contactul cu releu satisface cel mai bine aceste caracteristici idealizate. Toate celelalte circuite electronice de comutație au performanțe mai reduse atît în ceea ce privește rezistența în conducție, aceasta va fi diferită de zero și cu cît va fi mai mare cu atît va fi mai greu de utilizat, cît și relativ la rezistența de separare care nu va fi infinită, valorile finite implicînd trecerea unor curenți care conduc la reducerea performanțelor întregii scheme.

Contactul de releu nu poate fi utilizat în schemele moderne de măsurare din cauza vitezei limitate de închidere sau deschidere de care dispune, în toate instalațiile existente astăzi fiind preferat circuitul electronic de foarte mare viteză, deși performanțele de conducție sau izolație sînt mai modeste. Tranzistorul obișnuit, sau bipolar, BJT cum se mai numește, a fost elementul de comutație utilizat la începutul măsurărilor numerice. Apariția tranzistoarelor cu efect de cîmp FET și a celor cu strat izolator din oxid MOS a permis realizarea unor comutatoare sau chei electronice cu performanțe foarte bune, nu numai în ceea ce privește viteza de tranziție din starea deschisă în starea închisă și invers, ci și în privința rezistențelor în conducție sau în blocare, acestea din urmă apropiindu-se destul de bine de performanțele contactului de releu.

Scanned with OKEN Scanner

4.6.1. CIRCUITE DE COMUTAȚIE CU TRANZISTOARE BIPOLARE

Tranzistoarele bipolare se utilizează în circuite comutatoare în schemă cu colector comun, în acest mod avînd rezistența în conducție mică și curent de mers în gol suficient de mic. În stare saturată între colector și emiter există o tensiune care are o componentă indiferentă de curentul ce străbate cheia a cărei valoare depinde de tranzistor. Din această cauză cheile realizate cu tranzistoare bipolare dau erori ce nu pot fi reduse sub o anumită limită. În

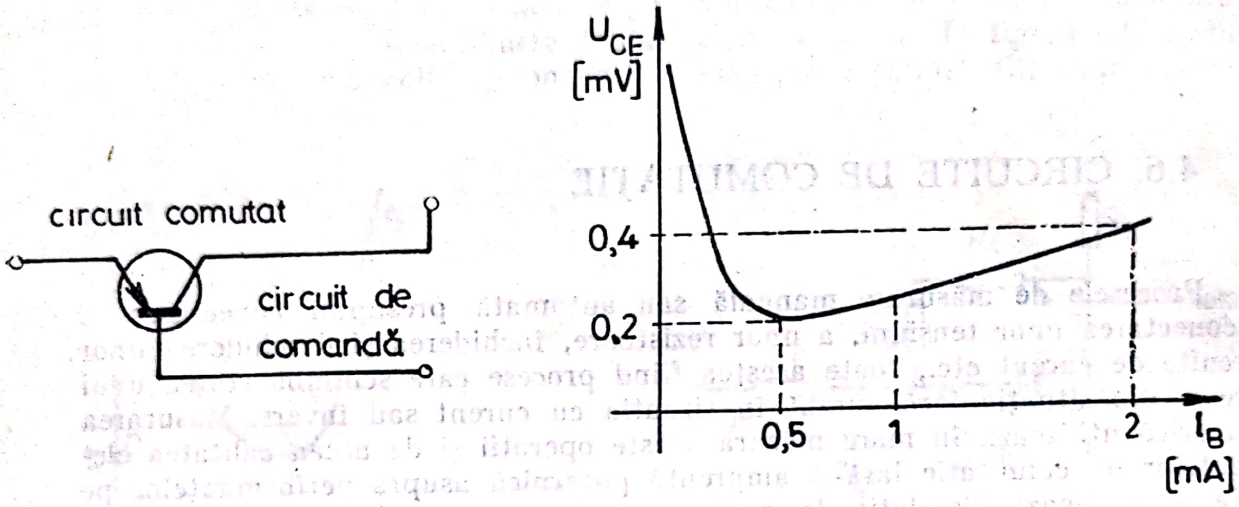


Fig. 4.19. Tranzistorul în regim de comutare.

figura 4.19 se prezintă schema simplificată a tranzistorului în regim de comutație precum și căderea de tensiune dintre emitor și colector în funcție de curentul de bază. Se poate observa un minim al acestei tensiuni de valoare circa 0,2 mV, precum și o pantă ușoară de creștere atunci cînd curentul de bază urcă peste 0,5 mA.

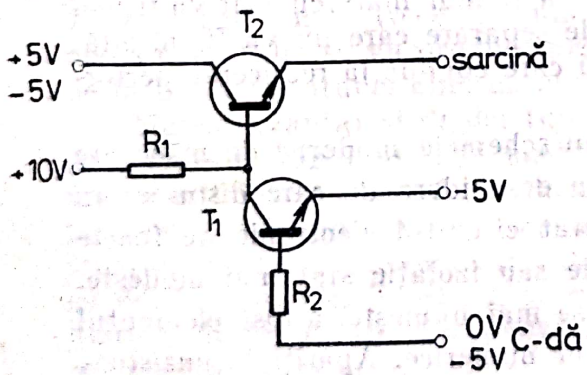


Fig. 4.20. Cheie cu tranzistor *npn*.

În figura 4.20 se prezintă o cheie serie realizată cu tranzistoare npn și comandată cu nivel zero sau −5 V. Cheia lucrează în două direcții pentru sensul curentului care se comută. Dacă la punctul de comandă se aduce potențial nul, tranzistorul T_1 este saturat, prin joncțiunea bază emitor trecînd un curent mare. În acest caz joncțiunea colector emitor a aceluiași tranzistor este deschisă, iar de la +10 V prin R_1 circulă curent la −5 V, astfel încît potențialul colectorului se găsește foarte aproape de −5 V. Din acest motiv joncțiunea bază colector a tranzistorului T_2 este polarizată invers, ceea ce înseamnă realizarea unei rezistențe mari între colectorul și emitorul acestui tranzistor. Prin circuit nu circulă curent, cheia este deschisă.

Dacă la borna de comandă se aduce potențialul —5 V, tranzistorul T_1 trece în starea blocată deoarece joncțiunea bază-emitor nu este străbătută de curent. Potențialul colectorului este pozitiv, ceea ce determină trecerea unui curent de la +10 V prin baza tranzistorului T_2 la emitorul acestuia. În acest fel T_2 este saturat, rezistența dintre colector și emitor este mică, cheia este închisă.

În figura 4.21 se prezintă o cheie electronică bipolară de comutare care utilizează tranzistoare complementare. Tranzistorul pnp T_1 este acționat în punctul de comandă al schemei cu zero volt sau cu +5 V. Cînd aici se aduce +5 V, joncțiunea emitor bază nu este străbătută de curent din care cauză rezistența colector emitor este mare. Tensiunea —15 V este astfel conectată în baza tranzistoarelor T_2 și T_3. Tranzistorul T_2 se deschide, iar T_3 se blochează. Prin joncțiunea emitor-bază a tranzistorului T_2 circulă un curent care face ca joncțiunea colector-emitor să aibă rezistența mică și în consecință sursa —10 V este conectată la rezistența de sarcină R_S. Dacă la punctul de comandă al schemei se aduce potențial nul, tranzistorul T_1 se deschide, colectorul său ajunge la potențialul +5 V astfel încît bazele tranzistoarelor T_2 și T_3 sînt acționate cu potențial pozitiv. De data aceasta T_2 se blochează și T_3 se deschide conectînd la masă rezistența de sarcină R_S. Se vede deci că acționînd la intrare cu două potențiale diferite, rezistența R_S se conectează cînd la sursa de —10 V cînd la masă.

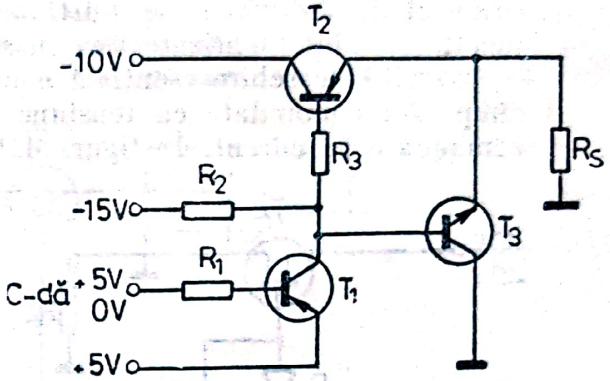


Fig. 4.21. Cheie cu tranzistoare complementare.

Pentru a reduce cît mai mult tensiunea reziduală ce există între colector și emitor la tranzistoarele bipolare în conducție se utilizează conectarea în serie și în opoziție a două tranzistoare astfel încît în schemă rămîne a se considera doar diferența celor două tensiuni. În figura 4.22 se vede o schemă de cheie care utilizează acest procedeu. Aducînd tensiunea la primarul transformatorului T, în cele două rezistoare R_1 și R_2 vor circula curenți de bază care deschid tranzistoarele T_1 și T_2. Acestea vor trece în regim de saturație, fiecare fiind caracterizat de o tensiune reziduală și de o rezistență. Dacă se sortează perechile de tranzistoare utilizate, tensiunile reziduale se pot compensa, fiind în opoziție, pînă la circa 90% din valoarea lor. Schema prezintă dezavantajul de a introduce în circuit două rezistențe în serie, realizate de cele două tranzistoare în conducție, ceea ce ar putea uneori să nu fie acceptabil.

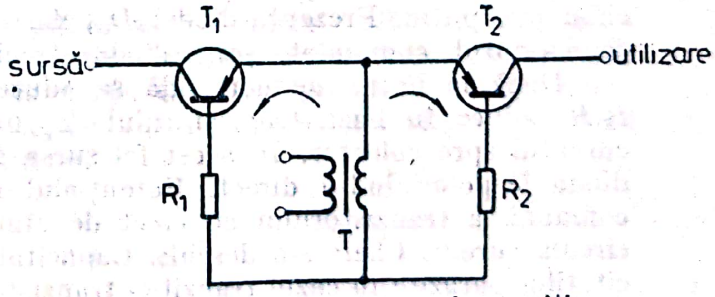


Fig. 4.22. Cheie cu tranzistoare în opoziție.

Scanned with OKEN Scanner

4.6.2. CIRCUITE DE COMUTAȚIE CU TRANZISTOARE J-FET

Chei cu calități mai bune se obțin utilizînd tranzistoare cu joncțiune cu efect de cîmp cunoscute sub denumirea de J-FET. Acestea se mai numesc și tranzistoare unipolare, deoarece ambele joncțiuni sînt polarizate invers și deoarece curentul principal depinde numai de purtătorii majoritari din semiconductor, spre deosebire de tranzistoarele celelalte denumite bipolare la care curentul depinde atît de purtătorii majoritari cît și de cei minoritari, iar joncțiunile sînt polarizate una în sens direct iar cealaltă în sens invers.

O altă deosebire esențială constă în faptul că tranzistoarele cu efect de cîmp sînt comandate cu tensiune pe cîtă vreme tranzistoarele bipolare sînt comandate cu curent. În figura 4.23 se prezintă un comutator realizat cu un tranzistor J-FET. Schema este comandată cu semnale de zero volt sau de +5 V printr-un tranzistor T_1. Dacă la intrarea de comandă se aduce potențial nul, tranzistorul *pnp* T_1 va fi saturat, ceea ce înseamnă transferarea potențialului +10 V la catodul diodei D. Aceasta va fi polarizată invers și va transmite acest potențial la intrarea de comandă a tranzistorului cu efect de cîmp J-FET. Deoarece acesta are canal de conducție de tip N, prezența unui potențial pozitiv la borna de comandă va favoriza trecerea curentului, ceea ce înseamnă că cheia se închide, curentul trecînd de la sursă spre rezistența de sarcină R_S sau invers. În această situație cheia se comportă ca o rezistență de valoare mică — zeci de ohmi sau chiar mai puțin. Prezența diodei D polarizată invers separă sursa de comandă de circuitul comandat, prin diodă trecînd curenți cu totul neglijabili.

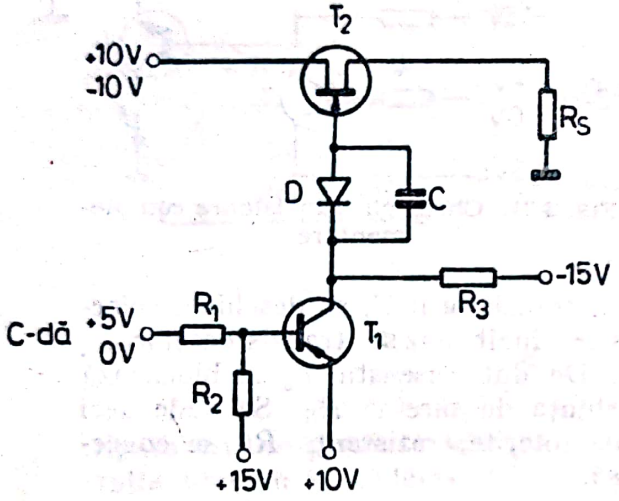


Fig. 4.23. Cheie cu tranzistor J-FET.

Dacă la borna de comandă se aduce un potențial de +5 V, divizorul R_1R_2 aduce în baza tranzistorului T_1 un potențial ridicat care blochează curentul spre colector. În acest fel sursa de −15 V se transmite prin R_3 la dioda D polarizînd-o direct. Potențialul negativ se transmite la intrarea de comandă a tranzistorului cu efect de cîmp și prin canalul acestuia nu mai circulă curent. Cheia s-a deschis. Capacitatea C servește la descărcarea capacităților parazite în cazul tranziției tranzistorului spre starea deschisă, deoarece dioda D fiind polarizată invers nu le poate descărca.

O cheie de acest tip poate lucra cu durate de pînă la 0,5 microsecunde, reduceri de pînă la zece ori ai acestor timpi obținîndu-se prin adăugarea unor componente care să forțeze descărcarea sarcinilor din elementele de stocare.

Cheia prezentată în figura 4.23 a avut nevoie de cel puțin +10 V pentru a comanda deschiderea, tensiunea de comandă trebuind să fie egală sau mai

Scanned with OKEN Scanner

mare decît cea mai mare tensiune pe care o comută, potențialul bornei de comandă trebuind să fie pozitiv față de intrarea în canal. Tensiunea negativă de comandă a fost de —15 V, cu cel puțin 5 V mai negativă decît cea mai scăzută tensiune ce urma a se conecta, pentru a se asigura închiderea completă a canalului. Dacă cheia urmează a comuta curenți la tensiuni mici, tensiunile de comandă vor coborî în mod corespunzător, schema va fi mai simplă și vitezele mai mari. Spre exemplu, în sumatoarele de curenți care utilizează amplificatoare operaționale, cheia poate fi conectată imediat lîngă borna de însumare, ceea ce-i aduce o funcționare la potențiale scăzute. În aceste cazuri comanda se poate realiza direct de la circuitele integrate TTL, așa cum se vede în figura 4.24. Aici s-a prezentat un singur rezistor R de intrare în

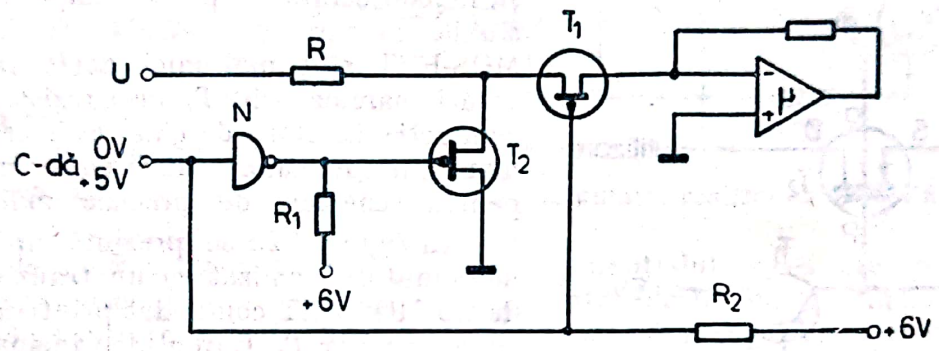


Fig. 4.24. Cheie cu J-FET pentru tensiuni scăzute.

circuitul sumator realizat de amplificatorul operațional μ, comandat de tranzistorul cu efect de cîmp T_1. La intrarea de comandă se aduce potențial scăzut, zero volt, care se transmite la intrarea de comandă a tranzistorului J-FET T_1. Acesta este de tip P și în consecință rezistența de trecere este foarte mică. În același timp prin circuitul inversor N se aduce la intrarea de comandă a tranzistorului T_2 un potențial ridicat cu ceva peste +5 V, tranzistorul fiind astfel adus la stare blocată, curentul care-l străbate fiind de ordinul zecilor de nanoamper.

Dacă la intrarea de comandă se aduce semnal ridicat +5 V, situația celor două tranzistoare T_1 și T_2 se inversează, conexiunea la amplificator fiind întreruptă iar rezistorul R cuplat la masă. Circuitul prezentat atinge timpi de comutație de pînă la 50 nanosecunde la tranziția spre deschidere și de două ori mai mult la tranziția spre închidere.

4.6.3. CIRCUITE DE COMUTAȚIE REALIZATE CU TRANZISTOARE MOS

Față de cheile realizate cu tranzistoare bipolare, cheile realizate cu tranzistoare FET, deși necesită tensiuni mai mari de comandă, au avantajul de a se comporta în regim de saturație ca o rezistență neînsoțită de o tensiune

Scanned with OKEN Scanner

reziduală. Utilizarea cheii cu FET în circuite de măsură este comodă, rezistența prezentată de cheie putînd fi compensată prin celelalte rezistențe din circuit. Variația cu temperatura a acestei rezistențe rămîne însă un inconvenient. Cheile de comutare îmbunătățite folosesc tranzistoare cu efect de cîmp cu izolația porții de comandă printr-un strat de oxid — așa-numitele tranzistoare MOS-FET. Și aceste tranzistoare sînt tot unipolare și se comandă tot prin tensiune ca și tranzistoarele FET. Spre deosebire de acestea, tranzistoarele MOS-FET au circuitul de comandă izolat galvanic de circuitul principal, acest fapt avînd în multe cazuri o mare importanță. Deși prin circuitul de comandă poate circula un curent mic de la sursa principală, trecînd prin dielectric, acesta nu se schimbă cu temperatura, netraversînd o joncțiune *pn* și în consecință se poate compensa. Tensiunile cu care se comandă tranzistoarele MOS-FET sînt mai mici decît în cazul tranzistoarelor J-FET, însă rezistența de conducție în stare deschisă este ceva mai mare din care cauză utilizarea se restrînge pentru schemele de precizie mai mică.

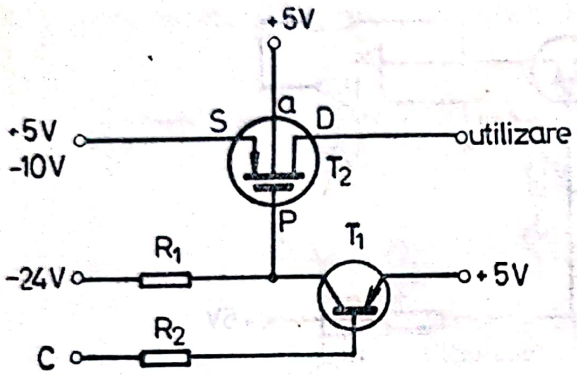


Fig. 4.25. Cheie cu tranzistor MOS-FET.

În figura 4.25 se prezintă un circuit de comutație realizat cu un tranzistor T_2 de tip MOS-FET comandat printr-un tranzistor auxiliar T_1. Curentul principal în T_2 circulă prin canalul dintre bornele sursă S și dren D realizate sub forma a două joncțiuni *pn* și un substrat a de tip n, atunci cînd potențialul grilei P este mai negativ decît al sursei S. Rezistența canalului de trecere, deci a cheii în stare de conducție, depinde de diferența de potențial dintre sursa S și grila P, scăzînd cu creșterea acesteia. Aducînd la intrarea de comandă C un potențial zero, tranzistorul T_1 trece în conducție, prin joncțiunea emitor-bază și R_2 trecînd curent. Colectorul acestui tranzistor se va găsi la potențialul de $+5$ V astfel încît grila P și substratul a al tranzistorului MOS-FET T_2 se vor găsi la același potențial ridicat. În aceste condiții, deoarece potențialul sursei S nu este mai mare decît 5 V, tranzistorul T_2 este blocat, spre utilizare netrecînd curent. Cînd la borna de comandă C se aduce un potențial ridicat $+5$ V, tranzistorul T_1 se blochează și colectorul său ajunge la -24 V. În acest fel grila P are potențial scăzut, ceea ce conduce la deschiderea joncțiunii SD a tranzistorului T_2. Cheia este acum închisă, rezistența de trecere fiind de cîteva sute de ohmi. Cu cît potențialul sursei S este mai mare cu atît rezistența prezentată de tranzistorul T_2 în conducție este mai mică. Pentru ca rezistența în conducție să fie constantă, situație importantă în multe scheme de comutare, este nevoie ca comutatorul să lucreze la tensiune constantă.

Marele avantaj al comutatoarelor realizate cu tranzistoare MOS-FET constă în faptul că pe același substrat se pot amplasa multe tranzistoare, inclusiv cele de comandă, comod putîndu-se construi multiplexoare cu impedanță de intrare mare în circuitul de comandă. Curenții inverși de ordinul a 10^{-9} A, timp de comutare de 10^{-6} s și rezistențe de trecere în conducție de

Scanned with OKEN Scanner

ordinul sutelor de ohmi constituie parametrii uzuali ai comutatoarelor realizate cu MOS-FET.

În multe cazuri cheia de comutație lucrează la potențiale scăzute ca întrerupător de curent, utilizînd pentru comandă potențiale nu prea mari. În figura 4.26 se prezintă un comutator de curent realizat cu tranzistoare MOS-FET. Tranzistoarele T_1 și T_2, conectate în cascadă, lucrează în antifază, totdeauna unul dintre ele fiind blocat, iar celălalt saturat. Dacă la borna de comandă C se aduce potențial zero, T_1 este blocat, iar T_2 în conducție; la grila tranzistorului T_4 ajunge potențialul —12 V prin R_1 ($R_3 \gg R_1$) deschizîndu-l, astfel că intrarea i se conectează la masă. Deoarece T_2 este în conducție, la poarta tranzistorului T_3 ajunge potențialul masei din care cauză joncțiunea principală a acestuia are rezistența foarte mare, utilizarea fiind separată de intrare. Aducînd la intrarea C un potențial negativ, T_1 se deschide, T_2 se blochează, iar cele două tranzistoare MOS-FET T_3 și T_4 comută, astfel că legătura la masă prin T_4 se va întrerupe, realizîndu-se conexiunea intrării prin T_3 la circuitul de utilizare. Deoarece tensiunile de comandă și de utilizare sînt constante, rezistența de trecere a MOS-FET este constantă atunci cînd temperatura nu se schimbă și în consecință poate fi luată în considerare în schema în care se comută curentul.

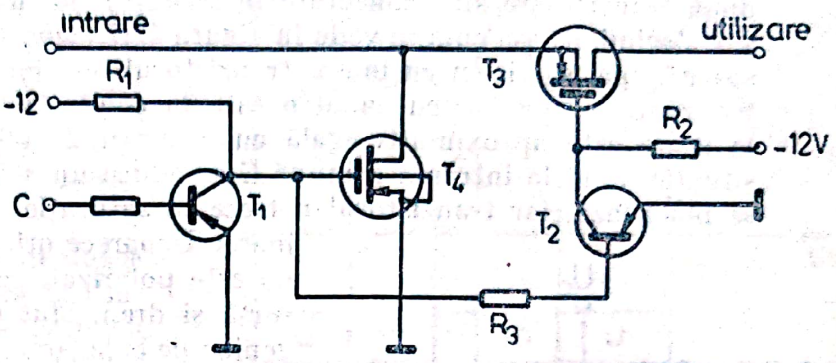


Fig. 4.26. Comutator realizat cu MOS-FET.

4.6.4. CIRCUITE DE COMUTAȚIE CU TRANZISTOARE CU DUBLĂ DIFUZIE DMOS ȘI CU TRANZISTOARE COMPLEMENTARE CMOS

Dezavantajul comutatoarelor realizate cu tranzistoare cu efect de cîmp de tip MOS constă între altele în viteza mică pe care o pot realiza. În ultimul timp s-au produs tranzistoare în tehnologia MOS cu dublă difuzie, obținîndu-se tranzistorul DMOS. Acestea au un canal de 5—6 ori mai scurt și mai îngust, ceea ce conduce la creșterea substanțială a vitezelor de comutare datorită reducerii capacităților interne și de reacție pînă la valori de ordinul a 1—2 pF. Frecvențe de funcționare de ordinul gigaherților încep a fi acceptate de tranzistoare, iar timpii de comutare de ordinul a 0,6 nanosecunde se pot obține comod. Fabricanții acestor tipuri de tranzistoare garan-

Scanned with OKEN Scanner

tează rezistențe de trecere în conducție de ordinul zecilor de ohmi, și 100 dB atenuare în regim blocat.

Un alt tranzistor utilizat la construcția cheilor este tranzistorul complementar CMOS sau altfel denumit COS MOS. El este constituit din două tranzistoare cu efect de cîmp construite cu tehnologia MOS. Unul din tranzistoare are canal *p*, iar celălalt are canal *n*, grilele lor *G* fiind legate împreună. Cele două tranzistoare sînt conectate în serie, drenul unui tranzistor fiind legat la sursa celuilalt, așa cum se vede în figura 4.27. Dacă intrarea *G* are un potențial scăzut, egal să zicem cu masa, tranzistorul inferior cu canal *n* este blocat, iar tranzistorul superior cu canal *p* este în conducție. În acest caz tensiunea de la ieșire este aproximativ egală cu a sursei de alimentare $+U_a$. În cealaltă situație, cînd la intrarea comună *G* se aduce un semnal pozitiv, tranzistorul *p* se blochează, iar tranzistorul *n* trece în saturație, ieșirea obținînd potențialul masei. Deoarece orice tranzistor cu efect de cîmp nu este polarizat, cele două terminale ale sale, sursă și dren, sînt echivalente, denumirea provenind de la legarea uneia spre sursa de energie, indiferent de polaritatea tensiunii existente acolo. Aceasta înseamnă că tranzistorul CMOS prezentat în figura 4.27 are ieșirea conectată cînd printr-un tranzistor, cînd prin celălalt, la două potențiale diferite, în funcție de nivelul de tensiune cu care se comandă grilele G.

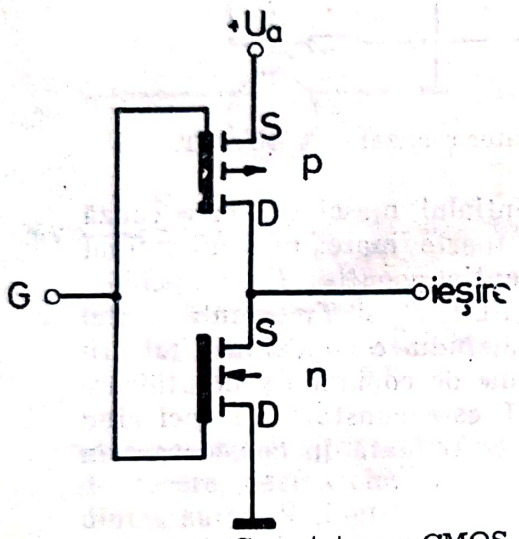


Fig. 4.27. Comutator cu CMOS.

Montajul prezentat este deosebit de rapid asigurînd închiderea sau deschiderea cheii în timpi scurți, pentru că totdeauna este un tranzistor în conducție care participă la încărcarea sau la descărcarea capacităților circuitului. Sarcinile acumulate într-o capacitate trec în capacitatea vecină cînd se realizează comutarea. Un alt avantaj al schemei este constituit de consumul redus. deoarece totdeauna un tranzistor este blocat. Ambele avantaje se pun în evidență în special dacă cele două tranzistoare sînt simetrice.

Familia tranzistoarelor complementare CMOS sînt compatibile cu circuitele logice TTL astfel încît comenzile de blocare sau deblocare a cheii se pot lua din schema realizată cu elemente logice clasice.

4.7. CIRCUITE DE EȘANTIONARE ȘI MEMORARE

Circuitele de eșantionare și memorare au rolul de a urmări semnalul cu care sînt acționate la intrare, pe perioada de timp în care primesc comanda de eșantionare și de a memora ultima valoare urmărită atunci cînd primesc

Scanned with OKEN Scanner

comanda de memorare. Cele două comenzi sînt aduse de obicei în formă binară, logică. Circuite de eșantionare și memorare se întîlnesc frecvent în instrumentele de măsurare numerică a mărimilor variabile în timp. Procesele de eșantionare și memorare se pot observa în figura 4.28 în care s-au reprezentat semnalul $u\,(t)$, comenzile u = eșantionare și m = memorare, precum și semnalul $A\,(t)$ de la ieșirea circuitului. Se vede că în perioadele existenței semnalului u, $A\,(t)$ repetă pe $u\,(t)$, iar în perioadele existenței semnalului m, $A\,(t)$ rămîne constant la valoarea avută în momentul apariției semnalului de memorare.

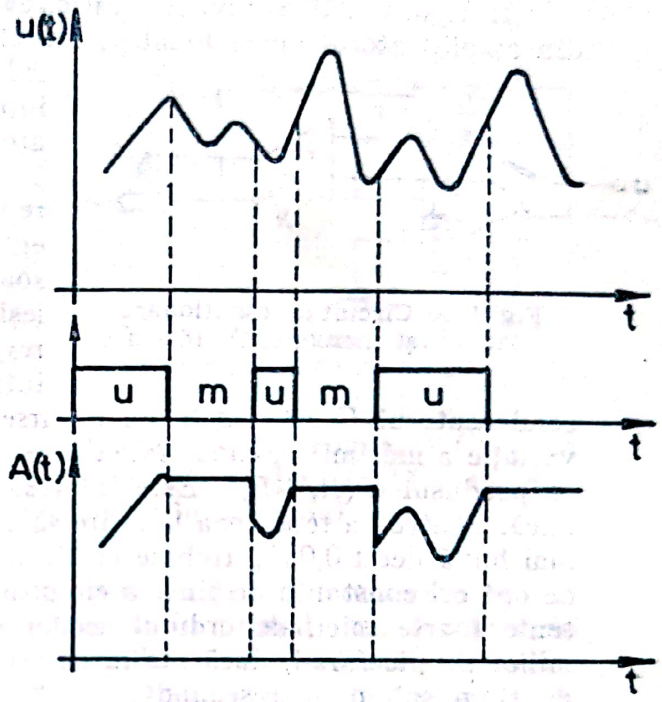


Fig. 4.28. Procesul de eșantionare și memorare.

Conversia unei mărimi analoage într-un număr are sens dacă în timpul t_c cît durează conversia mărimea analoagă își schimbă neînsemnat valoarea. În cazul unei sinusoide cu amplitudinea A și frecvența f, viteza de variație a semnalului are valoarea maximă $2\pi fA$. Dacă conversia acestui semnal se face cu n biți și timpul de conversie este t_c, atunci cea mai mare valoare a frecvenței f, astfel ca în timpul conversiei să nu apară o variație mai mare decît cuanta q, se determină din relațiile

$$2\pi fA = \frac{q}{t_c}; \quad q = \frac{2A}{2^n}$$

și rezultă :

$$f_{max} = \frac{1}{\pi 2^n t_c}.$$

Pentru valori uzuale $n=10$; $t_c > 10^{-5}$ rezultă $f_{max} < 30$ Hz. Se vede deci că pentru conversia semnalelor cu frecvență mai mare decît 30 Hz este necesar ca în decursul procesului de conversie să se păstreze constantă acea valoare pe care a avut-o semnalul la începutul conversiei. De aici decurge necesitatea memorării eșantioanelor semnalului.

În procesul de eșantionare și memorare, perioada de memorare este mai lungă decît cea de eșantionare, tendința fiind ca aceasta din urmă să fie cît mai mică posibil. Timpul de eșantionare este timpul necesar urmăririi semnalului de la intrare pentru ca la ieșire să se obțină valoarea corectă cu eroarea admisă. Acest timp este un parametru important și depinde de elementele active și pasive incluse în schemă.

Procesul de eșantionare utilizează chei electronice care închid sau deschid circuite, iar procesul de memorare se bazează pe încărcarea unor condensatoare pînă la tensiunea ce trebuie memorată. În continuare se prezintă cîteva

Scanned with OKEN Scanner

modalități de realizare a unor scheme de eșantionare și memorare. Toate schemele utilizează amplificatoare operaționale cu scopul de a prelua tensiunea existentă pe condensatorul de memorare printr-un circuit cu impedanță mare la intrare, în acest mod reducîndu-se eroarea de păstrare a mărimii memorate.

În figura 4.29 se prezintă un circuit de eșantionare și memorare compus din amplificatorul operațional μ, din cheia de comandă K și din condensatorul C. Sursa de semnal are rezistența internă R_i, iar cheia K în stare închisă are rezistența R_k. Amplificatorul operațional este conectat într-o schemă de repetor, tensiunea de la ieșirea A fiind egală cu cea de la intrarea neinversoare. Cînd cheia K este închisă, la ieșirea amplificatorului operațional se regăsește semnalul u adus de sursă la intrare. Tensiunea cu care este încărcat condensatorul C este egală cu a sursei de semnal, cu observația că la orice variație a mărimii u, capacitatea C se reîncarcă după constanta de timp egală cu produsul $C(R_i+R_k)$. Este interesant ca această constantă de timp să fie mică. Pentru ca tensiunea la ieșire să reprezinte tensiunea sursei cu o precizie mai bună decît 0,05% trebuie ca durata eșantionării să fie egală cu cel puțin de opt ori constanta de timp a circuitului de încărcare. De aici rezultă rezistențe foarte mici, de ordinul zecilor de ohmi și capacități mici, de ordinul miilor de picofarad, dacă dorim ca eșantionarea să se poată face în intervale de timp sub o microsecundă.

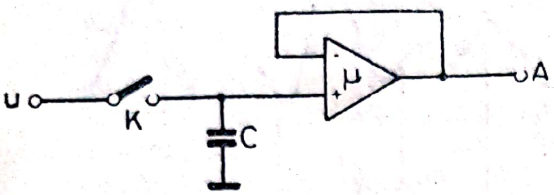


Fig. 4.29. Circuit de eșantionare și memorare.

În perioada în care cheia K este deschisă, condensatorul C se descarcă peste rezistența de intrare a amplificatorului μ, pusă în paralel cu rezistența în stare deschisă a cheii K și cu rezistența de pierderi în dielectricul condensatorului. Este necesar ca ultimele două rezistențe să aibă valori mari pentru ca tensiunea condensatorului C să se mențină cît mai mult timp la valoarea inițială, adică descărcarea să se facă cu o constantă de timp de cel puțin 10^5 ori mai mare decît intervalul de timp în care valoarea memorată este utilă. Schema prezentată în figura 4.29 face parte din clasa schemelor de eșantionare și memorare fără inversare. În figura 4.30 se prezintă o altă schemă de eșantionare și memorare din aceeași clasă. Aceasta utilizează două amplificatoare operaționale μ_1 și μ_2, primul servind ca element de adaptare la semnalul u. Schema reprezintă o impedanță mare la intrare, iar constanta de timp care fixează durata semnalului de eșantionare este mică. Cheile realizate cu tranzistoare cu efect de cîmp K_1 și K_2, comandate în opoziție prin bornele S_1 și S_2, asigură rezistențe

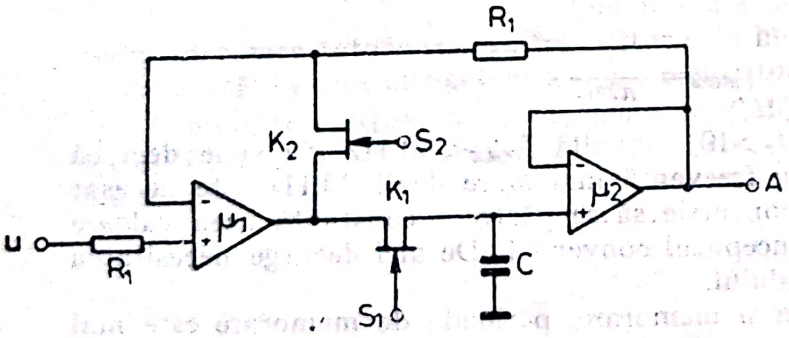


Fig. 4.30. Circuit de eșantionare și memorare cu impedanță mare la intrare.

Scanned with OKEN Scanner

mici în stare închisă și rezistențe foarte mari în stare deschisă. Amplificatorul μ_1 conține în bucla de reacție sau cheia K_2 sau cheia K_1 și circuitul care urmează. Amplificatorul μ_2 preia și redă la ieșire, cu o impedanță de ieșire mică, tensiunea cu care s-a încărcat condensatorul C în perioada în care cheia K_1 a fost închisă. Dacă amplificarea în buclă deschisă a amplificatoarelor este de ordinul a 10^4 sau mai mult, se pot obține eșantionări, memorări și redări cu erori sub 0,01%.

Schemele de eșantionare și memorare cu impedanță de ieșire mică se construiesc ca în figura 4.31. Aici semnalul obținut la ieșire este inversat față de semnalul adus la intrare, schema făcînd parte din categoria celor inversoare. Impedanța la intrare este mai redusă decît la schemele neinversoare, în rest performanțele se păstrează. Constanta de timp a circuitului de eșantionare este constituită din rezistența de reacție R_r și capacitatea de memorare C. Acest fapt poate fi interesant deoarece s-ar putea ca R_r să fie făcută mai mică decît rezistența unei chei și în acest fel să se reducă timpul de prelevare a eșantionului.

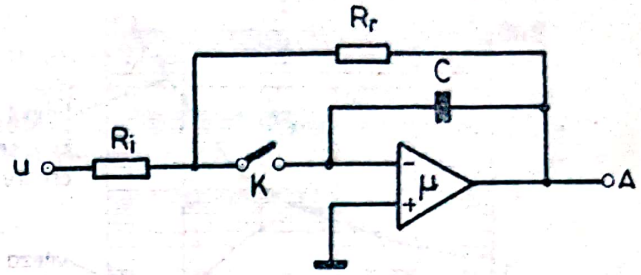


Fig. 4.31. Circuit de eșantionare și memorare cu inversare.

Procesul de eșantionare și memorare este însoțit de erori care se vor regăsi în valoarea numerică. Erorile se datoresc în primul rînd timpilor de întîrziere la comutația unor circuite și în al doilea rînd rezistențelor de pierderi din schemă. Din momentul comandării trecerii în regim de preluare a eșantionului se scurge un timp de achiziție pînă cînd ieșirea circuitului de eșantionare reprezintă corect mărimea de intrare. Dacă acest timp este mare apar erori din cauza preluării eșantionului în alt moment decît este necesar. Din momentul încetării comenzii de eșantionare pînă în momentul cînd se întrerupe conexiunea cu mărimea ce se eșantionează, trece un interval de timp numit timp de blocare. Dacă acest timp este mare se produc de asemenea erori, deoarece eșantionul se preia în circuitul de memorare la alt moment decît cel prescris.

În decursul procesului de eșantionare apar erori sub forma diferenței dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare a circuitului de eșantionare cauzate de tensiunea de decalaj a amplificatorului și de amplificarea de valoare nu totdeauna constantă. În decursul procesului de memorare se produce o variație a tensiunii condensatorului de memorare datorită curentului ce este absorbit din acesta de consumator și datorită pierderilor prin rezistența de izolație a sa. Această variație este liniară în timp și depinde de valoarea capacității utilizate.

Pentru exemplificarea celor de mai sus se prezintă în figura 4.32 în coordonate logaritmice variația timpului de achiziție a semnalului în funcție de capacitatea de memorare pentru o schemă de eșantionare și memorare ca în fig. 4.30. În aceeași figură se arată și variația de descreștere a tensiunii memorate în funcție de aceeași capacitate. În figura 4.33 se prezintă o diagramă

Scanned with OKEN Scanner

care arată influența temperaturii de funcționare asupra vitezei de variație a tensiunii memorate de condensator pentru condensatoare de capacitate diferită. Viteza de descreștere a tensiunii crește pe măsură ce crește temperatura, în special pentru condensatoarele de capacitate mică.

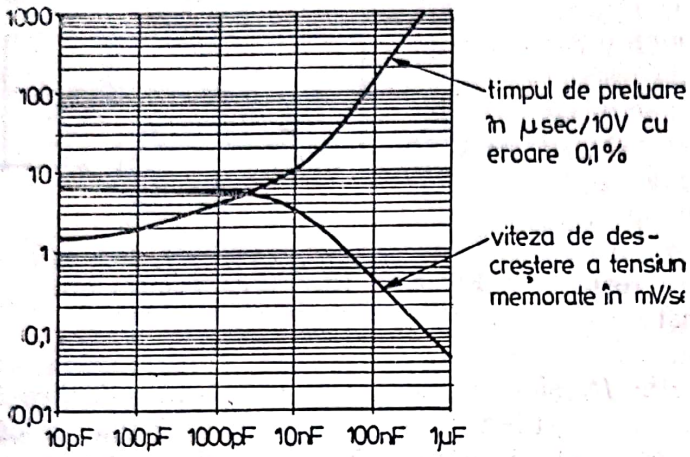


Fig. 4.32. Timpul de achiziție în funcție de capacitatea de memorare.

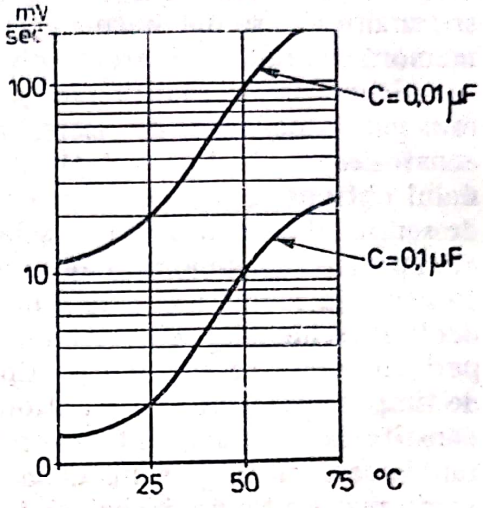


Fig. 4.33. Scăderea tensiunii memorate în funcție de temperatură

4.8. SURSE DE TENSIUNE DE REFERINȚĂ

Procesul de măsurare comportă o comparație asupra mărimii supuse măsurării prin utilizarea unui element de referință a cărui valoare se cunoaște cu o precizie dată. În cele mai multe cazuri elementul de referință furnizează o tensiune cunoscută și este constituit sau dintr-un element normal Weston sau dintr-o schemă de stabilizare bazată pe efectul Zener, precizia oferită de a doua variantă fiind mai redusă cel puțin de zece ori în comparație cu prima variantă, aceasta oferind însă curenți de sarcină cu mult mai mari.

În schema de măsurare, sursa de referință este menită să ofere valoarea prescrisă a tensiunii, precizia fiind determinată între altele și de valoarea redusă a curentului consumat.

4.8.1. ELEMENTUL NORMAL WESTON

O sursă de tensiune de foarte mare precizie este elementul normal Weston care poate genera o tensiune electromotoare continuă de valoare cunoscută. Elementul Weston este o pilă electrică, iar tensiunea furnizată se cunoaște cu

precizia de 0,001% chiar cînd temperatura se schimbă. La 20 °C un asemenea element furnizează 1,01865 volt. El poate debita un curent extrem de mic, de maxim 10^{-6} A, din care cauză se folosește numai în scheme de compensare. În instalațiile numerice elementul Weston se utilizează drept sursă de tensiune de referință chiar dacă tensiunea nu este reprezentată printr-un număr întreg. Utilizînd un amplificator operațional în schemă de repetor, elementul normal Weston poate fi conectat la intrare, deoarece amplificatorul are impedanța de intrare de cîteva sute de Mohmi. În acest fel se obține o sursă care își menține tensiunea cu o abatere care nu depășește 0,01% și care poate furniza un curent de ordinul a 10^{-3} A. Deoarece elementul normal Weston este greu de manevrat, utilizarea lui se face cu oarecare rezervă și de obicei numai pentru instalațiile de foarte mare precizie.

4.8.2. STABILIZATOARE CU DIODE ZENER

O sursă de referință cu diodă Zener va fi caracterizată prin :
— valoarea, polaritatea și precizia tensiunii furnizate,
— curentul furnizat și variațiile acestuia,
— limitele temperaturii de lucru.

Dioda Zener, elementul stabilizator din schemă, funcționează în regim de polarizare inversă, curentul care o străbate fiind limitat printr-un rezistor R, așa cum se vede în figura 4.34. Tensiunea de alimentare U_A determină trecerea unui curent prin rezistorul R și dioda Zener D_Z, astfel că la bornele acesteia se obține o tensiune stabilă U_z. Condensatorul C, montat în paralel cu dioda Zener, are menirea de a prelua vîrfurile de sarcină date de consumatorul ce se cuplează la U_z.

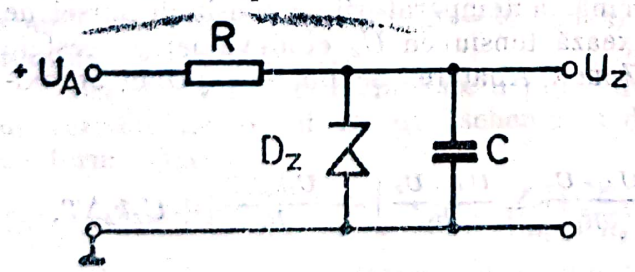


Fig. 4.34. Stabilizare cu diodă Zener.

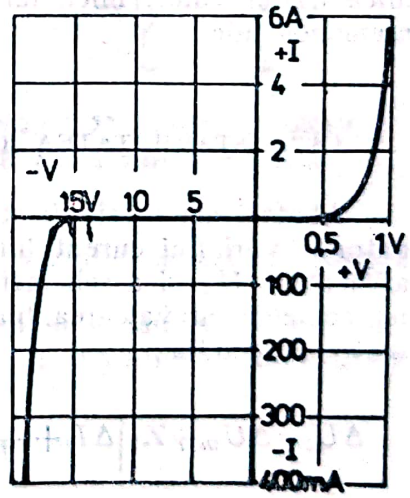


Fig. 4.35. Caracteristica unei diode Zener.

În figura 4.35 se prezintă spre exemplificare caracteristica voltamperică $U=f(I)$ a unei diode Zener. Se poate observa că la tensiuni inverse, pentru curenți cuprinși între 200 și 400 mA, tensiunea pe diodă se păstrează practic constantă.

Scanned with OKEN Scanner

Diodele Zener se construiesc pentru tensiuni între 3,3 V și sute de volți, cele mai des utilizate, cu scopul obținerii unei tensiuni precise, limitîndu-se la 10—12 volt. Caracteristicile importante ale diodei sînt rezistența dinamică Z_d adică raportul dintre variația tensiunii stabilizate ΔU_z către variația curentului prin diodă ΔI_z și coeficientul de variație cu temperatura k_z a tensiunii U_z. În figura 4.36 se prezintă variația rezistenței dinamice Z_d și a coeficientului

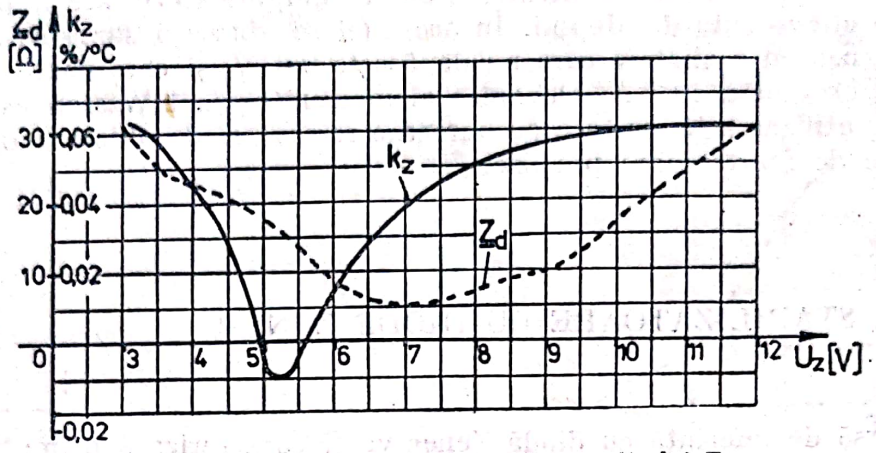


Fig. 4.36. Z_d și k_z funcție de tensiunea diodei Zener.

de variație cu temperatura k_z în funcție de tensiunea diodelor Zener construite de diverse fabrici. Se poate observa că există un optim pentru diodele care au tensiunea cuprinsă în jurul a 4—6 volt, în această zonă rezistența dinamică avînd valori mici, iar coeficientul de variație cu temperatura fiind de asemenea mic.

4.8.2.1. STABILITATEA TENSIUNII STABILIZATE CU DIODE ZENER

Abateri ale tensiunii stabilizate U_z față de valoarea prescrisă pot apare datorită variației curentului de sarcină, a temperaturii, a tensiunii sursei de alimentare U_A și a schemei care fixează tensiunea U_z cînd valoarea acesteia nu coincide cu valoarea tensiunii Zener. Abaterea se poate exprima aproximativ cu relația:

$$\Delta U_z = \Delta U_m + Z_d \left[\Delta I_s + \frac{\Delta U_A}{R_1 + Z_d} \left(\frac{U_A - U_z}{R_1'} - \frac{U_A - U_z}{R_1} \right) + \frac{U_z k_z \Delta T}{R_1} \right] + U_z k_z \Delta T,$$

în care s-a notat cu ΔU_z abaterea tensiunii stabilizate, cu ΔU_m eroarea ce apare datorită schemei de realizare a tensiunii U_z cînd dioda Zener are tensiunea nominală U_A, cu ΔI_s variația curentului de sarcină, cu ΔU_A variația tensiunii de alimentare, cu R_1 rezistența de limitare a curentului prin diodă, cu ΔT variația temperaturii față de cea pentru care s-au calculat valorile inițiale, iar cu R_1' valoarea reală a rezistenței R_1.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă rezistența R_1 este de precizie și se schimbă neglijabil cu temperatura, iar k_z este mic, abaterea ΔU_z se exprimă aproximativ cu relația :

$$\Delta U_z \cong \Delta U_m + Z_d \left(\Delta I_s + \frac{\Delta U_A}{Z_d + R_1} \right) + U_m k_z \Delta T.$$

Compensarea cu temperatura în schemele de stabilizare se face conectînd în serie cu dioda Zener una sau două diode cu coeficient de variație cu temperatura invers față de cel al diodei Zener, astfel încît în totalitate se reduce mult eroarea datorită temperaturii. Alegînd cu grijă diodele de compensare, D_2 și D_3 în figura 4.37, coeficientul total de variație cu temperatura se poate reduce de pînă la zece ori.

Reducerea influenței variațiilor sursei de alimentare asupra tensiunii stabilizate se face în primul rînd stabilizînd această sursă de alimentare, așa cum se vede în figura 4.38 a. Aici D_1 și R_1 constituie prima treaptă de

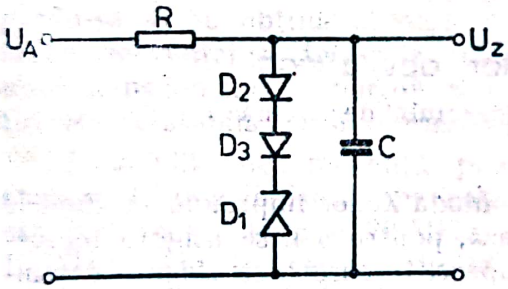
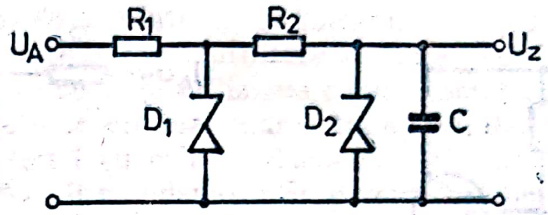
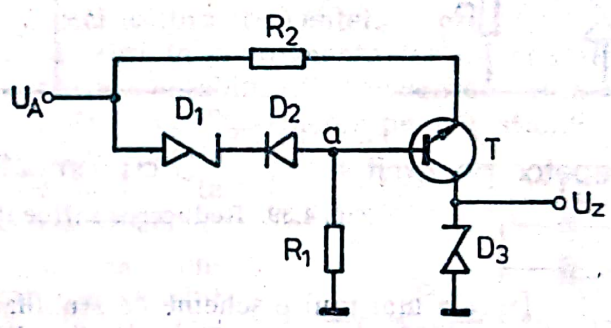


Fig. 4.37. Compensarea variației cu temperatura.



a. cu cascadă de stabilizare



b. cu generator de curent constant

Fig. 4.38. Stabilizare în cascadă.

stabilizare care reduce de 20—30 ori influența variației sursei U_A asupra tensiunii stabilizate U_z.

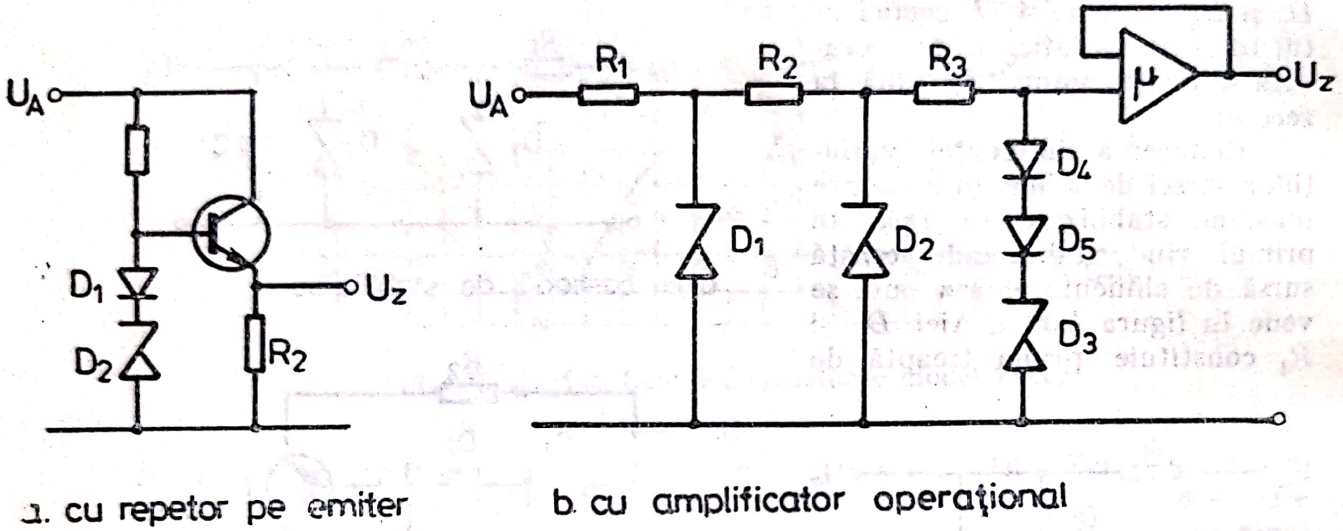
Variația tensiunii stabilizate depinde de rezistențele dinamice ale diodelor, de rezistențele R_1 și R_2 din schemă și de variația tensiunii de alimentare conform relației :

$$\Delta U_z' = \left(\frac{Z_{d_1}}{R_1} \right) \left(\frac{Z_{d_2}}{R_2} \right) \cdot \Delta U_A .$$

În unele scheme R_2 se înlocuiește cu un generator de curent constant, ca în figura 4.38 b, în care caz se obțin performanțe îmbunătățite. Aici baza tranzistorului T se găsește față de U_A la o diferență de potențial egală cu tensiunea Zener compensată termic (D_1 și D_2). Din acest motiv tensiunea pe rezistența R_2 este constantă indiferent de variațiile sursei U_A, ceea ce are ca urmare un curent constant prin emitor și deci și prin colector spre dioda de stabilizare D_3. Variațiile ΔU_A ale sursei de alimentare sînt preluate de tensiunea U_{EC} dintre emitorul și colectorul tranzistorului T.

Scanned with OKEN Scanner

Reducerea influenței variației curentului de sarcină se face în principiu amplificînd, cu un amplificator de putere, tensiunea stabilizată. Se poate utiliza un repetor pe emitor ca în figura 4.39a sau un amplificator operațional ca în figura 4.39b. În primul caz se obține o reducere cam de 10—20 de ori a variației tensiunii stabilizate cauzată de variația curentului de sarcină. În cazul al doilea se obțin performanțe mai bune, impedanța de intrare a amplificatorului operațional, conectat în schemă de repetor de tensiune fiind foarte mare și practic neinfluențată de curentul de sarcină.



a. cu repetor pe emiter b. cu amplificator operațional

Fig. 4.39. Reducerea influenței curentului de sarcină.

În cele mai multe scheme de stabilizare, dioda Zener împreună cu diodele de compensare a temperaturii se monolitizează, pentru a li se asigura temperaturi cît mai egale și se introduc într-un cuptor, în care li se asigură o temperatură de lucru de circa 60—70 °C. În acest mod se reduce influența variației temperaturii ambiante.

În cazul unor scheme obișnuite, stabilizarea tensiunii cu diode Zener poate merge pînă la 0,02%, iar dacă se iau măsuri de păstrare a temperaturii de lucru între niște limite date, se pot obține abateri care nu depășesc 0,005%.

4.9. GENERATOAR DE FRECVENȚĂ FIXĂ

Generatoarele de frecvență fixă utilizate în instrumentele de măsurare numerică trebuie să aibă o mare stabilitate a frecvenței, deoarece variația frecvenței acestora determină principalele erori de măsură în special în instrumentele cu conversie în timp cum ar fi frecvențmetrele, fazmetrele, tahometrele și altele.

Scanned with OKEN Scanner

Generatoarele cu frecvența cea mai stabilă sînt generatoarele armonice care utilizează circuite LC și a căror frecvență se determină cu relația:

$$f_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}},$$

în care f_0 este frecvența generată, R, L și C sînt rezistența, inductivitatea și capacitatea circuitului oscilant, R_i este rezistența internă a tubului sau tranzistorului generatorului de frecvență. Stabilitatea frecvenței este dependentă de constanța parametrilor circuitului acordat și a tubului. Instabilitatea frecvenței este invers proporțională cu factorul de calitate al circuitului acordat. Rezultă că pentru o stabilitate bună este necesar să se utilizeze circuite acordate cu factor mare de calitate, mergîndu-se uneori la utilizarea conductoarelor de argint cu rezistivitate scăzută și de secțiune cît mai mare. Inductivitatea se realizează bobinînd conductoare pe material cu calități dielectrice cît mai bune, iar plasarea acestora în generator se face cît mai departe de diverse ecrane care conduc la creșterea pierderilor și deci la reducerea factorului de calitate.

În circuitul acordat se vor introduce condensatoare cu coeficient de temperatură de semne diferite, astfel încît să se reducă influența variației temperaturii asupra capacităților circuitului și deci asupra frecvenței.

Generatoarele de frecvență fixă au deseori în componența lor un cristal piezoelectric de cuarț care permite mărirea stabilității frecvenței, ajungîndu-se să se obțină abateri mai mici de 0,0001%. Uneori pentru stabilizarea frecvenței se folosește rezonanța mecanică a unui diapazon sau camerton a cărui frecvență este tot așa de stabilă ca și a unui cristal piezoelectric.

Domeniile de frecvență pentru care se construiesc în mod obișnuit rezonatoare de cuarț sînt cuprinse între 4kHz și 20 MHz, frecvențele de 1 și 10 MHz fiind frecvent întîlnite în instalațiile de măsurare numerică. În figura 4.40 este prezentată o schemă de oscilator cu frecvența stabilizată prin cristal de cuarț. Acesta este conectat în serie cu bobina L prin intermediul condensatorului C_4. Rezistorul R_4 servește la împiedicarea oscilațiilor atunci cînd se distruge cristalul de cuarț. Condensatorul C_3 se utilizează pentru un reglaj în limite restrînse a frecvenței.

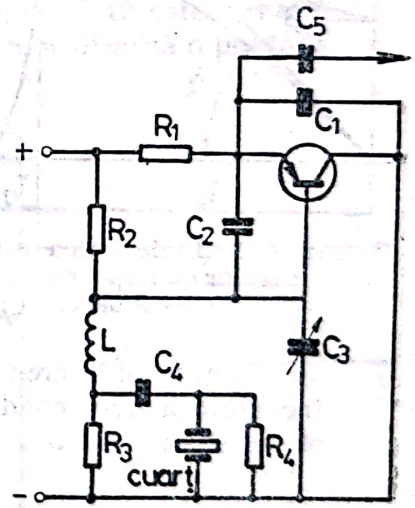


Fig. 4.40. Oscilator cu frecvență stabilizată cu cuarț.

Frecvența generată de schemă se menține în condiții de laborator, cu erori mai mici de 0,0001%. Stabilizarea temperaturii din jurul oscilatorului conduce la obținerea unor performanțe îmbunătățite.

Perspectiva generatoarelor de frecvență fixă este oferită de generatoarele moleculare construite pe baza unor proprietăți fizice ale materiei. În momentul trecerii unor molecule de la un nivel energetic la altul, acestea emit sau utilizează cuante de energie electromagnetică de frecvență fixă. Acest fenomen se poate utiliza pentru a stabiliza oscilații de foarte înaltă stabilitate, erorile fiind de ordinul a 10^{-10} % sau mai mici.

Scanned with OKEN Scanner

4.10. GENERATOARE DE TENSIUNE LINIAR VARIABILĂ

Generatoarele de tensiune liniar variabilă în timp sînt des folosite în instalaţii electronice ca, de exemplu, în osciloscoape, televizoare, radiolocaţie, măsurări numerice. Caracteristica generală a acestor generatoare este constituită de creşterea în timp a tensiunii de ieşire după o lege cît mai apropiată de cea liniară, urmată de o descreştere rapidă şi o reluare ciclică a aceluiaşi fenomen. Un asemenea generator este caracterizat prin următorii parametri:

— amplitudinea tensiunii furnizate U_0,
— durata de creştere a tensiunii T_c,
— durata de descreştere a tensiunii T_d.

Deoarece durata de descreştere a tensiunii este mult mai mică decît durata de creştere, forma tensiunii este asemănătoare unor dinţi de ferăstrău din care cauză sursele care generează asemenea tensiuni se mai numesc şi generatoare de tensiune în dinţi de ferăstrău.

Durata de creştere a tensiunii este o mărime care poate varia între cîteva minute şi cîteva zecimi de milisecundă. Pentru valorile extreme, durată mare sau mică, generatoarele devin complicate şi imprecise din cauza rezistenţelor din schemă care devin comparabile ca valoare cu rezistenţele de izolaţie, în cazul duratelor mari, sau din cauza capacităţilor parazite ale diferitelor elemente de circuit care au valori comparabile cu capacităţile din schema generatorului, în cazul duratelor foarte mici.

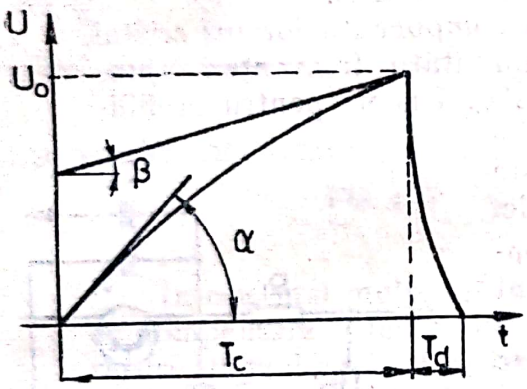


Fig. 4.41. Liniaritatea generatoarelor cu tensiune liniar crescătoare.

Pentru instrumentele de măsurat, o caracteristică deosebit de importantă este liniaritatea tensiunii generate. Pentru a aprecia liniaritatea, se consideră tangenta la curba $u=f(t)$, aşa cum se vede în figura 4.41, în punctul de origine şi la sfîrşitul curbei. Liniaritatea tensiunii se calculează cu relaţia: $= \frac{\operatorname{tg}\alpha - \operatorname{tg}\beta}{\operatorname{tg}\alpha} \cdot 100\ [\%]$.

Pentru obţinerea unei tensiuni liniar variabilă se utilizează procesul de încărcare a unui condensator C la bornele căruia se obţine tensiunea u dată de relaţia:

$$u = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt,$$

în care i este curentul de încărcare. Dacă $i=I_0$ =constant, atunci relaţia de mai sus se va scrie:

$$u = \frac{I_0}{C}\,t,$$

scoţîndu-se în evidenţă faptul că tensiunea depinde liniar de timp. Menţinerea unei valori constante pentru curentul de încărcare este esenţială pentru

Scanned with OKEN Scanner

liniaritatea tensiunii şi se obţine de obicei utilizînd amplificatoare în care circuitul de reacţie conţine condensatorul de integrare. Cele mai frecvente scheme de generatoare cu tensiune liniar variabilă sînt construite cu tuburi,

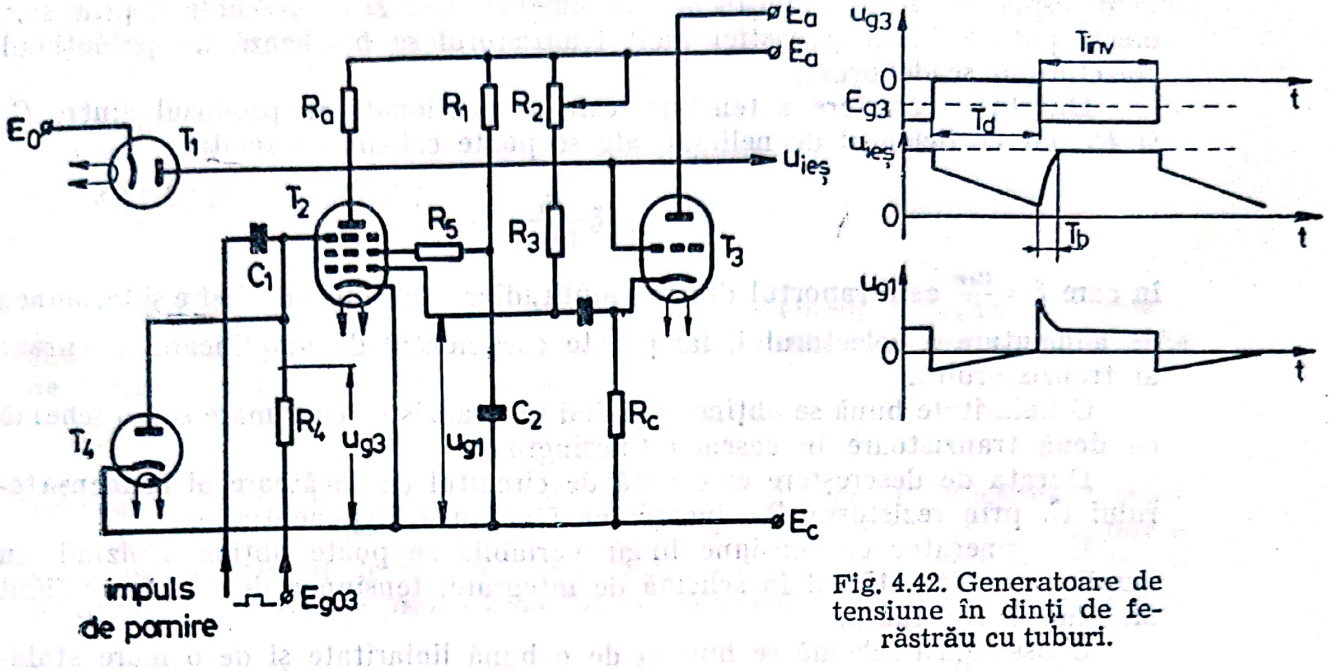


Fig. 4.42. Generatoare de tensiune în dinţi de ferăstrău cu tuburi.

pentoda permiţînd uşor menţinerea constantă a curentului de încărcare a unui condensator, sau cu tranzistoare comandate. În figura 4.42 este prezentată o schemă de generator cu tensiune liniar variabilă care utilizează o pentodă precum şi variaţia în timp a tensiunilor în diverse puncte din schemă.

În figura 4.43 este prezentată schema unui generator de tensiune liniar variabilă realizată cu un tranzistor *p-n-p* comandat cu tensiunea negativă U_c. În absenţa tensiunii U_c tranzistorul este blocat, potenţialul bazei fiind mai pozitiv decît masa datorită tensiunii $+E_b$. Condensatorul C_1 este încărcat la o tensiune egală cu căderea de tensiune pe rezistenţa R_1, din divizorul realizat de R_1, R_2, D, R_4.

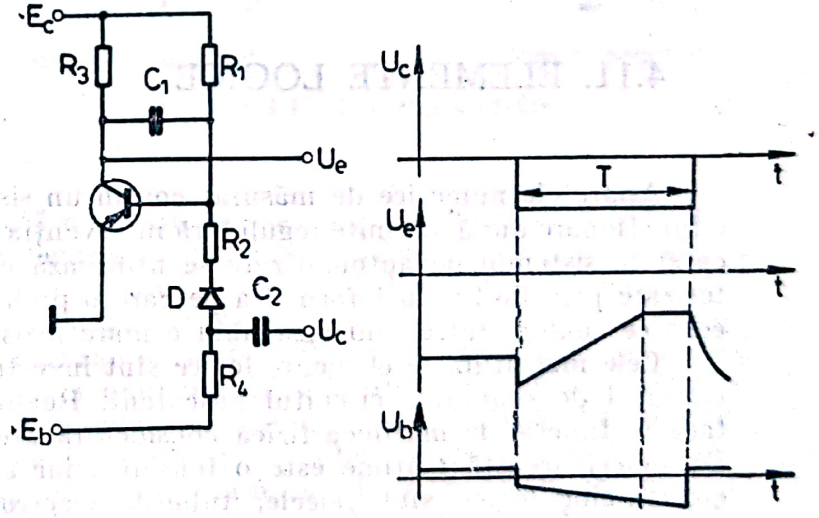


Fig. 4.43. Generator de tensiune în dinţi de ferăstrău cu tranzistoare.

În perioada impulsului tensiunii U_c, dioda D este blocată, potenţialul bazei devine negativ, tranzistorul se deschide şi începe descărcarea condensatorului C_1 prin rezistoarele R_1 şi R_3. Condensatorul se descarcă aproape liniar

Scanned with OKEN Scanner

datorită reacţiei capacitive existente între colector şi bază pînă cînd tensiunea colectorului atinge valoarea zero, după care caracterul liniar se termină. Tensiunea colectorului creşte liniar pînă aproape de zero şi apoi se menţine pînă cînd dispare tensiunea U_c. În acest moment dioda D se deschide şi prin salt creşte potenţialul bazei astfel încît tranzistorul se blochează iar potenţialul colectorului scade brusc.

Durata de creştere a tensiunii este proporţională cu produsul dintre C_1 şi R_1, iar coeficientul de neliniaritate se poate calcula cu relaţia:

$$\lambda = \xi \frac{R_1}{\beta R_3},$$

în care $\xi = \frac{u_{em}}{E_c}$ este raportul dintre amplitudinea tensiunii de ieşire şi tensiunea de alimentare a colectorului, iar β este coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului.

O liniaritate bună se obţine utilizînd un tranzistor cu β mare sau o schemă cu două tranzistoare în cascadă (darlington).

Durata de descreştere este dată de circuitul de încărcare al condensatorului C_1 prin rezistorul R_3, încărcarea făcîndu-se exponenţial.

Un generator cu tensiune liniar variabilă se poate obţine utilizînd un amplificator operaţional în schemă de integrare, tensiunea de la intrare fiind menţinută constantă.

O asemenea schemă se bucură de o bună liniaritate şi de o mare stabilitate în timp a duratelor şi amplitudinii.

4.11. ELEMENTE LOGICE

Aparatele numerice de măsurat conţin un sistem automat care le permite o funcţionare după anumite reguli fără intervenţia omului. În schema de măsură ca şi în sistemul de automatizare se utilizează cîteva elemente logice, caracterizate prin faptul că informaţia pe care o prelucrează este de formă binară, ceea ce conferă întregului ansamblu o mare rezistenţă la perturbaţii.

Cele mai utilizate elemente logice sînt invertorul, circuitul de coincidenţă, circuitul de reuniune, circuitul basculant. Realizarea concretă a acestora se face în funcţie de mărimea fizică considerată drept purtătoare de informaţie. De obicei această mărime este o tensiune, iar componentele constitutive ale elementelor logice sînt releele, tuburile electronice, tranzistoarele, primele două fiind tot mai rar utilizate. Funcţiunile şi schemele de realizare pentru diferitele elemente logice se pot descrie precizîndu-se iniţial legătura ce se admite între tensiunea purtătoare de informaţie şi simbolul binar alocat acesteia. În aparatele numerice se utilizează două corelaţii distincte între semnalul dat sub formă de tensiune şi simbolul pe care-l reprezintă obţinîndu-se astfel aparate „cu logică pozitivă" sau „cu logică negativă".

Scanned with OKEN Scanner

În instalațiile binare cu logică pozitivă, simbolul binar „1“ este alocat prezenței unei tensiuni ridicate, de obicei pozitivă, iar simbolul binar „0“ unei tensiuni scăzute, de obicei apropiată de zero. În logica negativă simbolul „1“ se alocă tensiunii scăzute, de obicei negativă, iar simbolul „0“ tensiunii ridicate, de obicei apropiată de zero.

4.11.1. INVERTORUL

Invertorul sau circuitul de negare este un element logic cu o intrare a și o ieșire A. Relația dintre mărimile existente la cele două borne, sau funcția de transfer a elementului se scrie:

$$A=\bar{a} \quad \text{sau} \quad \bar{A}=a,$$

înțelegînd că dacă la intrarea a se aduce un semnal logic „1“ la ieșirea A apare un semnal logic „0“ și invers, bara plasată deasupra semnelor a și A reprezentînd tocmai semnul de negare, de inversare, de complementare în sistemul binar. În figura 4.44 se prezintă modul de reprezentare a circuitului de negare.

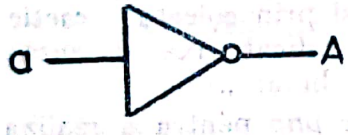


Fig. 4.44. Simbolul invertorului.

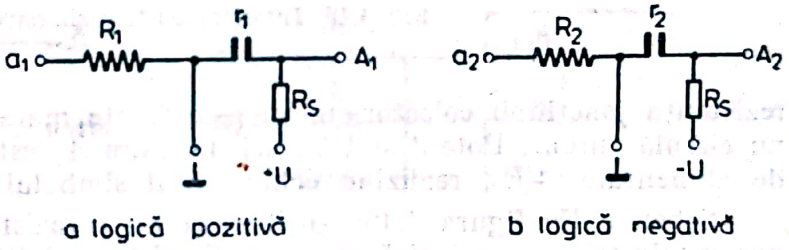


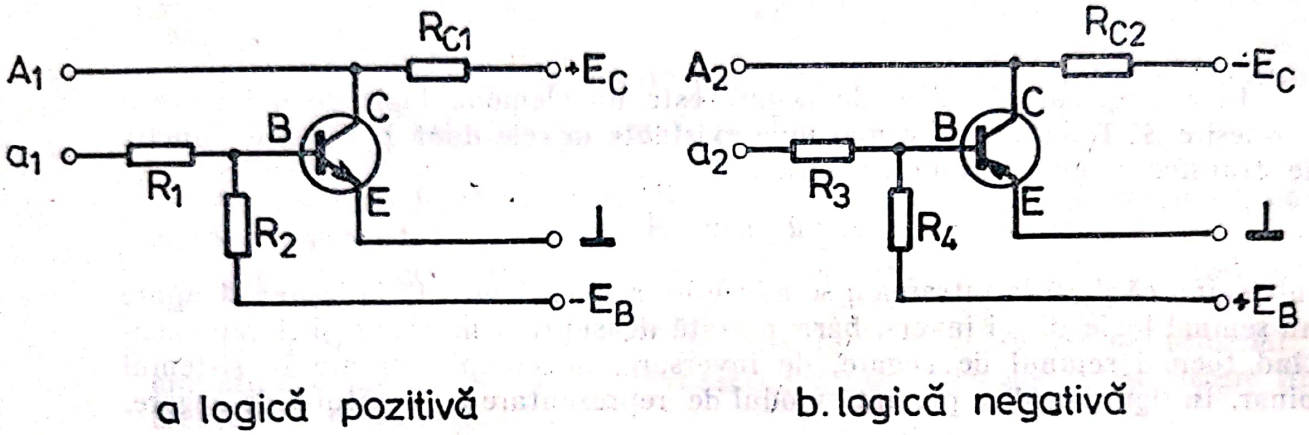
Fig. 4.45. Invertor cu relee.

În figura 4.45 se prezintă două circuite de negare realizate cu relee electromagnetice, unul pentru scheme cu logică pozitivă iar celălalt pentru scheme cu logică negativă. Aplicînd la intrarea a_1 un semnal pozitiv echivalent simbolului binar „1“, releul electromagnetic R_1 se pune sub tensiune și își atrage armătura. În acest fel contactul său normal deschis r_1 se va închide, permițînd apariția la borna de ieșire A_1 a unui potențial scăzut, echivalent simbolului binar „0“. Dacă la intrarea a_1 se aduce un potențial nul, echivalent simbolului binar „0“, releul electromagnetic R_1 nu-și va putea atrage armătura și contactul r_1 rămîne deschis. Din acest motiv la borna A_1 se stabilește un potențial ridicat dat de sursa de alimentare prin rezistența R_S. Acest potențial este echivalent simbolului binar „1“. Funcționarea schemei pentru logică negativă este identică cu observațiile referitoare la polaritățile tensiunii care constituie semnalele de intrare și de ieșire.

În figura 4.46 se prezintă două circuite de negare realizate cu tranzistoare. Primul circuit utilizează un tranzistor *npn* într-o schemă cu emitor comun.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă la intrarea a_1 se aduce simbolul logic „1" printr-un potențial pozitiv, prin rezistorul R_1 și joncțiunea bază emitor va trece un curent. Drept urmare tranzistorul trece în regim de saturație caracterizat printr-un curent mare între colector și emitor. Acest curent este limitat de rezistorul R_{c1}. Potențialul bornei de ieșire A_1 este scăzut, echivalent simbolului binar „0", deoarece în regim saturat joncțiunea colector-emitor are o rezistență foarte mică. Dacă la intrarea a_1 se aduce un simbol logic „0" sub forma unui semnal cu potențial egal cu al masei, baza tranzistorului obține un potențial negativ realizat prin divizorul R_1R_2 și sursa $-E_B$. Din acest motiv tranzistorul este blocat,



a logică pozitivă b. logică negativă

Fig. 4.46. Invertor cu tranzistoare.

rezistența joncțiunii colector-emitor este foarte mare și prin colector practic nu circulă curent. Potențialul bornei de ieșire A_1 este ridicat, fixat de sursa de alimentare $+E_c$, realizînd echivalentul simbolului binar „1".

Schema din figura 4.46b utilizează un tranzistor *pnp* pentru a realiza negarea în scheme cu logică negativă. Ca și în cealaltă schemă, semnalul logic „1" la intrarea a_2 va determina trecerea unui curent de la emitor spre bază și prin rezistorul R_3 la intrarea a_2. Rezistența joncțiunii colector-emitor se reduce mult, astfel încît prin colector curge un curent dat de sursa $-E_c$ și limitat de rezistorul R_{c2}. Potențialul bornei de ieșire A_2 va fi foarte apropiat de cel al masei realizînd astfel simbolul binar „0". Dacă la intrarea a_2 se aduce un potențial nul, echivalent simbolului binar „0", baza tranzistorului devine mai pozitivă decît emitorul, ceea ce are ca urmare întreruperea curentului prin joncțiunea emitor-bază. Din această cauză rezistența joncțiunii colector-emitor devine foarte mare, iar curentul prin colector practic nul. Potențialul bornei de ieșire este foarte negativ, fixat de sursa $-E_c$ prin rezistorul R_{c2}, echivalent deci simbolului binar „1" din schemele cu logică negativă.

Elemente logice se pot construi și cu tehnică neelectrică, însă vitezele de funcționare vor fi mici. Cele mai rapide scheme sînt cele electronice, timpul necesar tranzițiilor în circuitele elementului de negare ajungînd la (10—20) 10^{-9} secunde. Industria din țara noastră execută circuite invertoare cu logică pozitivă în tehnologie integrată TTL. Într-o capsulă cu indicativul CDB 404 E sînt montate șase invertoare care recunosc la intrare drept „1" logic orice tensiune mai mare decît +2,4 V și drept „0" logic orice tensiune mai mică

Scanned with OKEN Scanner

decît +0,8 V. Ieşirea circuitului furnizează un semnal logic „0" la o tensiune sub +0,4 V sau un semnal logic „1" la o tensiune peste +2,8 V, dacă sarcina cu care este încărcată nu depăşeşte zece intrări de circuite logice din aceeaşi tehnologie.

4.11.2. ELEMENTUL LOGIC „ŞI"

Conjuncţia, intersecţia, produsul logic a mai multor variabile binare, sau elementul logic ŞI cum se mai numeşte, este un circuit cu mai multe intrări a_1, a_2, ..., a_n şi o singură ieşire A care realizează următoarea funcţie de transfer:

$$A = a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 \ldots \cdot a_n. \tag{4.13}$$

Aceasta înseamnă că pentru a avea un semnal logic „1" la ieşirea A este necesar să existe simultan semnale logice „1" la toate intrările, adică şi la intra-

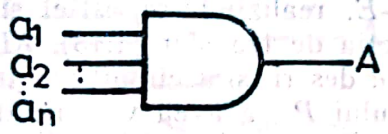


Fig. 4.47. Simbolul elementului ŞI.

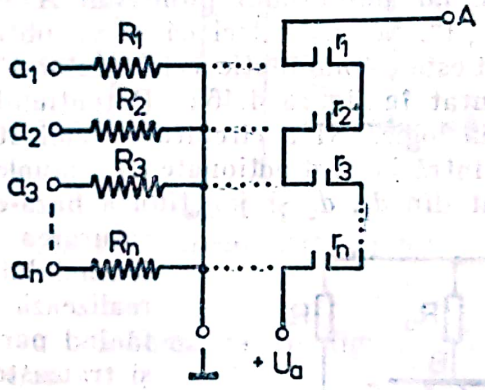


Fig. 4.48. Circuit ŞI cu relee.

rea a_1 şi la intrarea a_2 şi la a_3 .... şi la a_n. Lipsa semnalului logic „1" la una sau mai multe intrări are ca urmare apariţia la ieşirea A a semnalului logic „0". Reprezentarea schematică a circuitului logic ŞI se vede în figura 4.47. Realizarea unor circuite care să materializeze această funcţie se poate face comod cu tehnică electronică.

În figura 4.48 se prezintă un circuit cu relee electromagnetice care realizează funcţia logică ŞI. Pentru ca la ieşirea A să existe tensiunea $+U_a$, echivalentă semnalului logic „1" în logică pozitivă, este necesar să se închidă contactele r_1, r_2, r_3, ... r_n, deci să se pună sub tensiune şi să se atragă armăturile releelor R_1, R_2, R_3, ..., R_n, adică să existe semnale logice „1" la toate intrările circuitului.

Scheme cu relee electromagnetice pot realiza elementul ŞI şi în alte variante, atît în logică pozitivă cît şi în logică negativă.

Cele mai simple circuite ŞI se realizează cu diode sau cu diode şi tranzistoare. În figura 4.49 se prezintă două circuite ŞI realizate cu diode semiconduc-

Scanned with OKEN Scanner

toare. Primul circuit, construit pentru logică pozitivă, este alimentat din sursa de tensiune pozitivă $+E$ prin rezistorul R și are n intrări a_1, a_2 ... a_n. Prezența unei tensiuni scăzute corespunzătoare simbolului binar „0" la o intrare polarizează dioda intrării în sensul conducției, astfel încît prin aceasta și prin R circulă un curent dat de sursa $+E$. Potențialul punctului A va fi determinat de valoarea acestui curent și de rezistența diodei în conducție, deci apropiat de zero. Dacă toate intrările au potențiale ridicate corespunzătoare simbolului

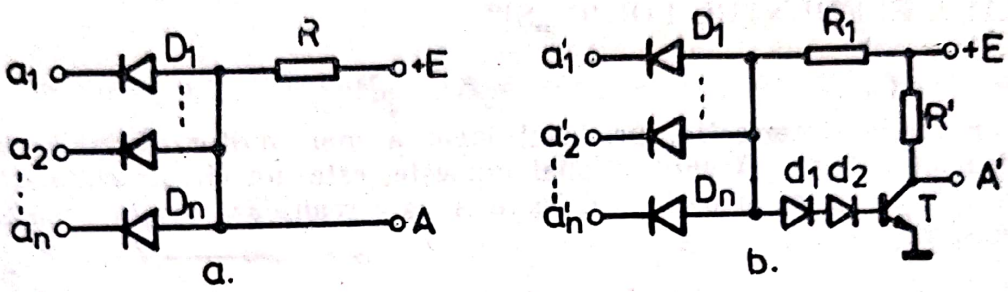


Fig. 4.49. Circuite ȘI cu diode.

binar „1", prin R nu va circula curent, diodele de limitare fiind polarizate invers, iar potențialul punctului A va fi $+E$, realizîndu-se astfel simbolul binar „1". Se vede deci că se va obține funcția de transfer (4.13). Al doilea circuit este o combinație a circuitului ȘI anterior descris și a circuitului inversor prezentat în figura 4.46a. Potențialul punctului P va avea valorile date de funcția logică ȘI a circuitului realizat de R_1, D_1—D_n, astfel că numai cînd toate intrările sînt acționate cu semnale logice „1" se va putea deschide circuitul format din d_1, d_2 și joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T, conducînd la saturarea acestuia și la apariția la ieșirea A a semnalului logic zero. În acest fel schema prezentată realizează funcția logică ȘI-NU, circuitul acesta făcînd parte din clasa circuitelor logice cu diode și tranzistoare (DTL).

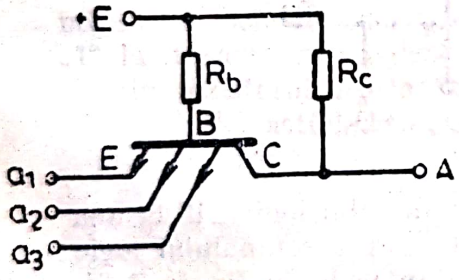


Fig. 4.50. Circuit ȘI cu tranzistor multiemitor.

În figura 4.50 se prezintă schema unui circuit ȘI pentru logică pozitivă realizat cu un tranzistor *npn* multiemitor. Dacă la una din intrările a_1 a_2 sau a_3 se aduce un potențial scăzut, corespunzător simbolului binar „0", prin joncțiunea bază-emitor va trece un curent dat de sursa $+E$ și limitat de rezistența R_b. În acest fel se deschide joncțiunea emitor-colector și tranzistorul trece în regim de saturație, prin rezistorul R_c plasat în colector trecînd un curent mare. Potențialul colectorului și deci al bornei de ieșire A va fi apropiat de zero realizînd astfel simbolul binar „0". Situația aceasta se repetă ori de cîte ori se aduce potențial scăzut la una sau mai multe din cele trei intrări. Dacă la toate intrările se aduce potențial pozitiv, echivalent simbolului binar „1", prin circuitul bazei tranzistorului nu va trece curent și acesta este blocat. Joncțiunea emitor-colector are acum rezistență foarte mare, iar curentul prin R_c este practic nul. La borna de ieșire A se va stabili un potențial ridicat, dat de sursa $+E$, echivalent simbolului binar „1".

Scanned with OKEN Scanner

Circuitele integrate produse de industria autohtonă în tehnologie TTL sînt realizate principial după schema din figura 4.50 și constau din mai multe circuite ȘI înglobate într-o singură capsulă, fiecare circuit avînd cîteva intrări.

4.11.3. ELEMENTUL LOGIC „SAU"

Reuniunea, suma logică a mai multor variabile binare, sau elementul logic SAU cum se mai numește, este un circuit cu mai multe intrări $a_1 - a_n$ și o ieșire A care realizează funcția de transfer:

$$a_1 + a_2 + \ldots + a_n = A, \tag{4.14}$$

urmînd a înțelege că ieșirea A trece în starea binară „1" dacă cel puțin una din intrări este în starea binară „1". Reprezentarea schematică a elementului logic SAU se vede în figura 4.51. Realizarea tehnică a unui asemenea element

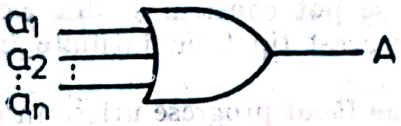


Fig. 4.51. Simbolul elementului SAU

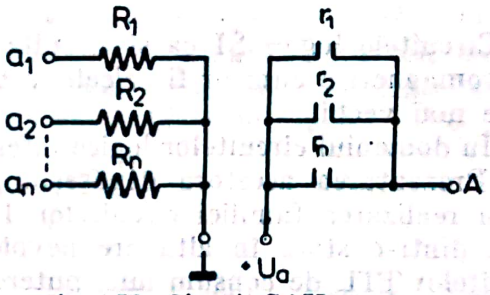


Fig. 4.52. Circuit SAU cu relee.

se poate face cu relee electromagnetice cu o schemă ca în figura 4.52 sau cu diode semiconductoare ca în figura 4.53.

Dacă la una din bornele de intrare $a_1 - a_n$ ale schemei din fig. 4.52 se aduce o tensiune pozitivă echivalentă unui semnal binar „1", releul electromagnetic corespunzător se va pune sub tensiune, își va atrage armătura și își va închide contactul. În acest mod potențialul pozitiv al sursei de alimentare $+U_a$ se va transmite la ieșirea A realizînd un semnal binar „1". La ieșirea A se obține un potențial pozitiv dacă cel puțin una din intrări este acționată cu potențial pozitiv corespunzător semnalului binar „1", realizîndu-se astfel relația de reuniune (4.14). Schema construită pentru logică pozitivă se poate utiliza și pentru logică negativă cu schimbarea corespunzătoare a surselor de alimentare.

Circuitul SAU pentru logică pozitivă prezentat în figura 4.53a asigură tensiunea pozitivă la ieșirea A, echivalentă semnalului binar „1", dacă la cel puțin una din intrările $a_1 - a_n$ există tensiune pozitivă. Dioda semiconductoare corespunzătoare se polarizează în sensul conducției astfel că prin rezistorul R_S trece un curent către masă. Deoarece rezistența diodei în conducție este foarte mică, mult mai mică decît R_S, potențialul bornei de ieșire A este

pozitiv. Dacă la toate intrările circuitului se aplică tensiuni nule, corespunzătoare semnalului logic „0", prin R_T nu circulă curent și în consecință ieșirea A are potențialul masei realizînd un semnal binar „0". Schema din figura 4.43b face parte din categoria DTL și realizează funcția „SAU-NU" fiind o combinație între circuitul din figura 4.53a și circuitul „NU" din figura 4.46a.

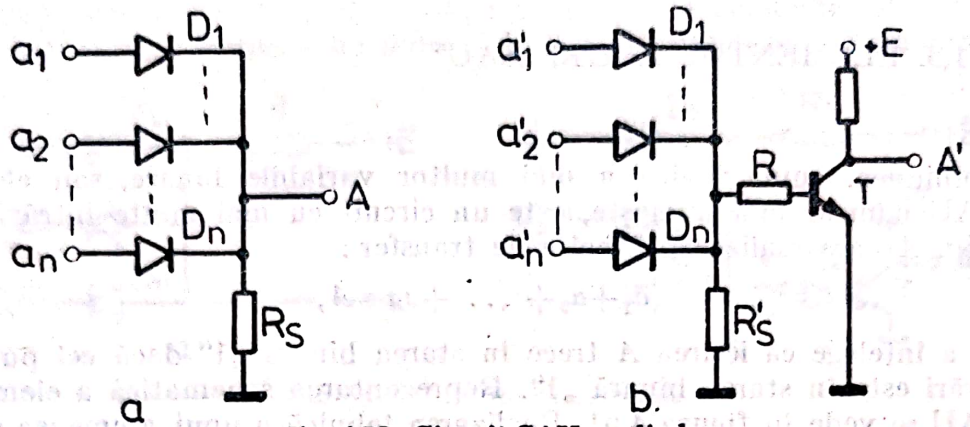


Fig. 4.53. Circuit SAU cu diode.

Circuitele logice ȘI ca și circuitele SAU se pot construi și din elemente electromagnetice cum ar fi releele, scheme de acest tip fiind întîlnite în aparatele mai vechi.

În domeniul circuitelor logice integrate s-au făcut progrese uriașe în ultimii ani. Prezentarea acestora depășește posibilitățile prezentei lucrări. Amintim totuși realizarea familiei circuitelor TTL de frecvență mare, la care comutarea dintr-o stare în alta are nevoie de circa (6—7) 10^{-9} s, precum și seria circuitelor TTL de consum mic, puterea absorbită de acestea fiind sub 1 mW.

În tehnologia MOS se construiesc circuite logice cu o foarte mare densitate, suprafața ocupată fiind de 40—50 ori mai mică decît la celelalte tipuri, consumul de energie fiind de asemenea redus.

Schemele de realizare a elementelor logice ȘI și SAU au proprietatea de dualitate care constă în faptul că o schemă ȘI în logică pozitivă este identică cu schema SAU în logică negativă și invers. Această proprietate se poate observa și din structura schemelor prezentate în figurile 4.49 și 4.53.

În schemele care utilizează tehnică binară se întîlnește adesea un circuit denumit „SAU exclusiv" care realizează următoarea relație între intrări și ieșire.

$$a_1 \oplus a_2 = A. \qquad (4.15)$$

În relația (4.15) se înțelege că la ieșirea A se găsește semnal logic „1" dacă există semnal logic „1" la una și numai la una din intrările a_1 sau a_2. Ținînd cont de cele expuse, pentru relația (4.15) se va mai scrie:

$$a_1 \cdot \bar{a}_2 + \bar{a}_1 \cdot a_2 = A.$$

În relația de mai sus s-a pus condiția ca semnalul „1" la o intrare să fie însoțit de absența semnalului „1" la cealaltă intrare și s-a făcut reuniunea simplă a celor două posibilități. După această transformare realizarea concretă a elementului logic „SAU exclusiv" se poate executa compunînd semnalele

Scanned with OKEN Scanner

negate $\bar{a}_1$ şi $\bar{a}_2$ cu ajutorul a două invertoare, intersecţiile $a_1 \cdot \bar{a}_2$, respectiv $a_1 \cdot \bar{a}_2$ cu două circuite ŞI şi reuniunea cu un circuit SAU. Industria autohtonă furnizează circuite cu funcţiuni asemănătoare în tehnologia integrată TTL pentru logică pozitivă. Într-o capsulă se găsesc înglobate două circuite, fiecare putînd realiza un SAU compus din cîte două circuite ŞI fiecare. Pentru a realiza elementul „SAU exclusiv" nu mai sînt necesare decît circuitele invertoare pentru a obţine semnalele complementare.

4.11.4. CIRCUITUL BASCULANT

Circuitele basculante sînt caracterizate prin existenţa unor stări distincte stabile sau instabile şi prin treceri rapide de la o stare la alta. Aceste treceri rapide se obţin prin bucle de reacţie pozitivă care permit desfăşurarea unor procese în avalanşă, pentru a căror amorsare este necesară doar o acţiune de scurtă durată, obţinută sau din interiorul schemei sau din exteriorul acesteia. De obicei circuitele basculante se construiesc pentru tehnică binară, avînd deci două stări. După prezenţa stabilităţii sau a instabilităţii stărilor, circuitele basculante se grupează în trei clase şi anume: circuite basculante astabile, circuite basculante monostabile şi circuite basculante bistabile.

4.11.4.1. CIRCUITUL BASCULANT ASTABIL

Circuitul basculant astabil are două stări distincte, ambele instabile. Trecerea dintr-o stare în alta se face fără intervenţie din exterior la intervale de timp determinate de parametrii schemei. Între două treceri se realizează o stare care se concretizează printr-un semnal de amplitutine constantă căruia i se alocă simbolul binar „1" sau „0", după cum amplitudinea este mare sau mică. Datorită unor reacţii pozitive puternice, procesele decurg în avalanşă permiţînd obţinerea unor durate scurte în decursul cărora circuitul basculează dintr-o stare în alta. Din acest motiv forma semnalului obţinut la ieşire este dreptunghiulară cu flancuri abrupte. Un asemenea circuit se utilizează drept generator de undă dreptunghiulară.

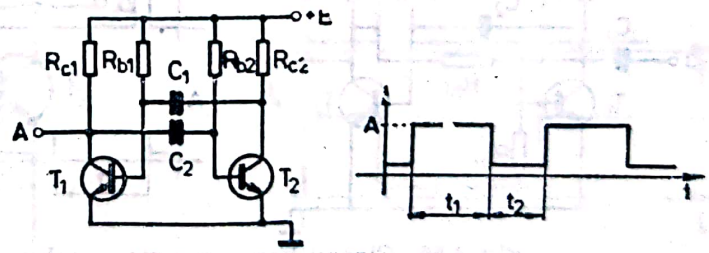


Fig. 4.54. Circuit basculant astabil.

Circuitul basculant astabil prezentat schematic în figura 4.54 utilizează două tranzistoare în regim de amplificare cu reacţie pozitivă reciprocă realizată prin condensatoarele C_1 şi C_2. Creşterea curentului prin colectorul tranzistorului T_1 dă naştere la un salt de potenţial negativ în colectorul acestuia şi prin condensatorul C_1, la un salt de curent negativ prin baza tranzistorului

Scanned with OKEN Scanner

T_2. Din acest motiv în tranzistorul acesta se micşorează curentul de colector unde apare un salt de tensiune pozitivă. Prin condensatorul reacţiei pozitive C_2 se transmite acest salt în baza tranzistorului T_1, în acest fel amplificînd şi mai mult curentul din colectorul acestuia. Procesul decurge în avalanşă pînă ce se atinge valoarea maximă determinată de sursa $+E$ şi de rezistorul R_{c1}. În acest moment se întrerupe reacţia pozitivă, nemaifiind variaţie de potenţial pe colectoare.

Prin R_{b1} începe să circule curent spre baza tranzistorului T_2 care începe să conducă. Pe colectorul său apare un salt de potenţial negativ din cauza curentului ce începe să străbată rezistenţa R_{c2}. Prin condensatorul de cuplaj C_1 se transmite astfel un salt de curent negativ spre baza tranzistorului T_1, provocînd reducerea curentului din circuitul de colector. Procesele decurg în continuare ca şi pentru tranzistorul T_1 analizat mai sus.

Parametrii semnalului obţinut la ieşirea A, t_1 şi t_2 în figura 5.54 depind în principal de R_{b1}, R_{b2}, C_1, C_2 putînd fi aproximativ calculaţi cu relaţiile :

$$t_1 = 0{,}7\ R_{b1}C_1, \qquad t_2 = 0{,}7\ R_{b2}C_2.$$

Performanţele generatoarelor de semnale dreptunghiulare cu circuite astabile sînt influenţate puternic de variaţiile parametrilor circuitelor active, din care cauză nu se pot utiliza decît în instalaţiile puţin pretenţioase sau în acele părţi ale schemelor în care păstrarea constantă a duratelor nu este un element esenţial.

4.11.4.2. CIRCUITUL BASCULANT MONOSTABIL

Circuitul basculant monostabil are două stări, dintre care una este stabilă iar cealaltă instabilă. Şi aici trecerile dintr-o stare în alta se fac cu viteze mari datorită reacţiilor pozitive puternice şi proceselor în avalanşă care au loc. Fără intervenţie din exterior circuitul basculant monostabil se menţine în starea stabilă timp nelimitat. La intervenţie din exterior circuitul trece în starea instabilă pentru un interval de timp limitat, fixat prin parametrii schemei, după care revine automat în starea stabilă. În tehnica măsurătorilor numerice circuitul basculant monostabil se utilizează frecvent ca element de memorare de scurtă durată sau ca element de întîrziere a unor semnale.

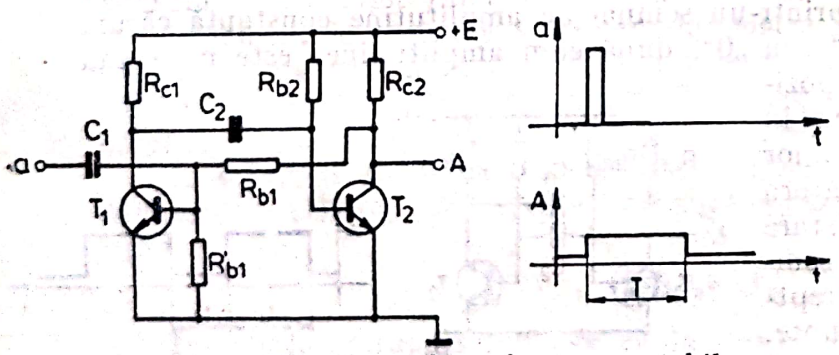


Fig. 4.55. Circuit basculant monostabil.

Circuitul basculant monostabil, prezentat schematic în figura 4.55, conţine două tranzistoare. Tranzistorul T_2 are circuitul bazei alimentat de la $+E$, astfel că în starea stabilă acesta este în conducţie, iar tranzistorul T_1 este blocat, la ieşirea A obţinîndu-se potenţial scăzut. Dacă la intrarea a se aduce un impuls de tensiune pozitivă cu durată scurtă, prin condensatorul C_1 se va

transmite un salt de curent în baza tranzistorului T_1, ceea ce are ca urmare trecerea acestuia în stare de conducţie. Acum apare un salt de tensiune negativă în colectorul său şi prin condensatorul C_2 un salt de curent negativ în baza tranzistorului T_2. Acesta trece în stare de blocare pînă cînd condensatorul C_2 s-a încărcat prin R_{b2} şi T_2. Prin circuitul de reacţie realizat de R_{b1}, în baza tranzistorului T_1 se aplică un potenţial care-l ţine în stare de conducţie. După ce se termină procesul de încărcare a condensatorului de reacţie C_2, începe să circule curent prin R_{b1} spre baza tranzistorului T_2 şi acesta trece în stare de conducţie. Saltul de tensiune ce apare în colectorul său determină prin R_{b1} trecerea în stare blocată a tranzistorului T_1 şi revenirea în starea stabilă. Intervalul de timp T în care circuitul a rămas în starea instabilă se determină din valorile condensatorului C_2 şi a rezistorului R_{b2}:

$$T=0{,}7\ R_{b2}C_1.$$

În figura 4.55 este prezentată variaţia în timp a semnalului de intrare şi a celui de ieşire.

4.11.4.5. CIRCUITUL BASCULANT BISTABIL

Circuitul basculant bistabil are ambele stări stabile, trecerea dintr-o stare în alta făcîndu-se la comandă din exterior. Şi aici, datorită reacţiilor pozitive puternice, procesele decurg în avalanşă şi tranziţiile se realizează în intervale de timp foarte scurte. În tehnica măsurărilor numerice circuitul basculant bistabil sau trigherul, cum foarte adesea este numit, are o largă utilizare în componenţa multor tipuri de registre, distribuitoare, numărătoare etc. Fiind

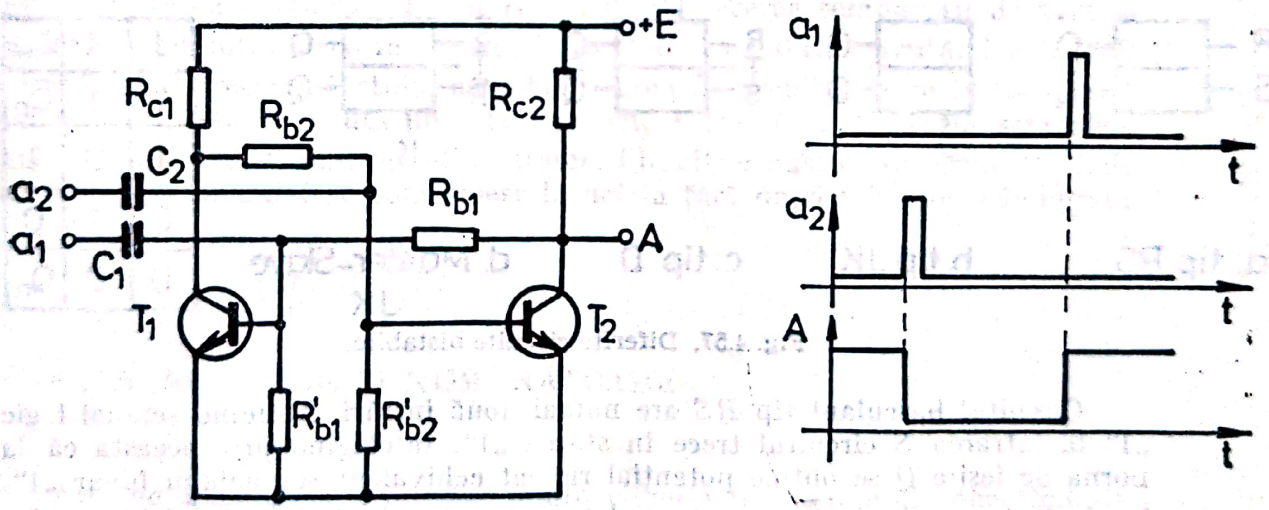


Fig. 4.56. Circuit basculant bistabil.

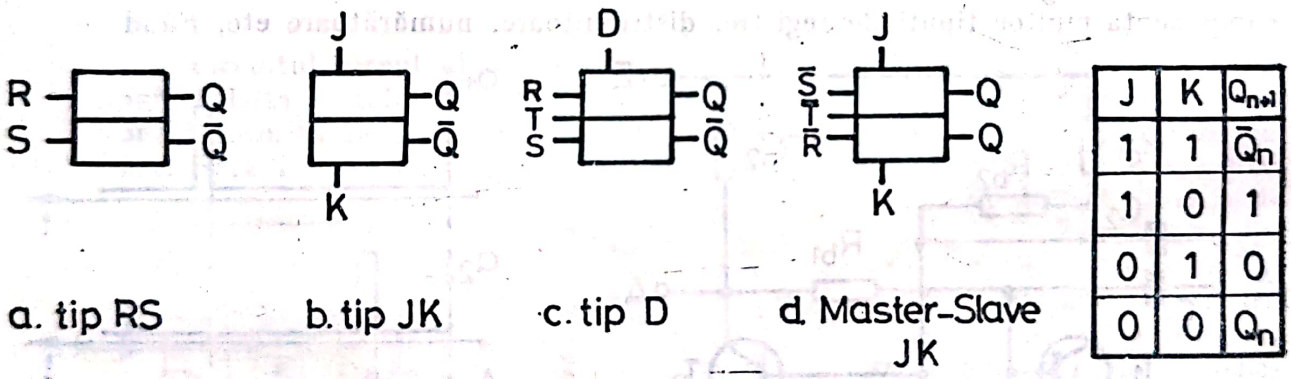
un element deosebit de frecvent întîlnit, schemele de realizare concretă sînt variate, funcţiunile sale, deşi circuitul păstrează totdeauna două stări stabile şi trecerea prin salt de la una la alta, sînt de asemenea variate. În figura 4.56 se prezintă o variantă de circuit basculant realizat cu tranzistoare. Admitem că tranzistorul T_1 este în stare de conducţie, iar T_2 blocat. Potenţialul scăzut

Scanned with OKEN Scanner

din colectorul tranzistorului T_1 se divide prin rezistoarele R_{b2} și R'_{b2}, astfel încît potențialul bazei tranzistorului T_2 este mai scăzut decît cel minim necesar pentru deschiderea joncțiunii bază emitor. În acest fel tranzistorul T_2 este ținut în stare blocată, iar potențialul ridicat al colectorului său, prin divizorul realizat de rezistoarele R_{b1} și R'_{b1}, transmite un curent prin joncțiunea bază emitor a tranzistorului T_1, ținîndu-l pe acesta în stare de conducție. Situația aceasta stabilă se menține pînă ce din exterior se face o intervenție aducîndu-se un impuls de tensiune pozitivă la intrarea a_2. În acest fel se transmite prin C_2 un impuls de curent în baza tranzistorului T_2. Acesta trece în stare de conducție, potențialul colectorului său scăzînd pînă aproape de zero. Din acest motiv prin R_{b1} și R'_{b1} se realizează un potențial scăzut pe baza tranzistorului T_1 care se blochează. Această stare se menține staționară pînă la sosirea unui nou impuls la intrarea trigherului. Forma simplificată a semnalului de ieșire se prezintă în figura 4.56. Potențialul colectorului tranzistorului T_2 furnizează deci semnale logice „1" atunci cînd tranzistorul este blocat și semnale logice „0" atunci cînd este saturat.

Comenzile cu care se acționează circuitele basculante pot fi sau semnale de scurtă durată sub formă de impulsuri sau semnale de lungă durată sub formă de potențiale. În ultimul timp nu se mai construiesc decît circuite basculante comandate prin potențial, deoarece comanda acestora se face mai simplu și mai sigur.

Circuitele basculante existente în instalațiile numerice se construiesc cu mai mult de două intrări, așa cum se vede în figura 4.57 unde se prezintă cîteva scheme bloc.



J	K	Q_{n+1}
1	1	$\bar{Q}_n$
1	0	1
0	1	0
0	0	Q_n

Fig. 4.57. Diferite circuite bistabile.

Circuitul basculant tip RS are numai două intrări. Aducînd semnal logic „1" la intrarea S circuitul trece în starea „1", înțelegînd prin aceasta că la borna de ieșire Q se obține potențial ridicat echivalent semnalului binar „1", iar la borna de ieșire $\bar{Q}$ un potențial scăzut, echivalent semnalului binar „0". Dacă la intrarea R se aduce un semnal logic „1" circuitul trece în starea „0", avînd „0" logic la ieșirea Q și „1" logic la ieșirea $\bar{Q}$.

Circuitul basculant RS are dezavantajul că nu permite existența simultană a semnalelor „1" logic la intrările R și S. Circuitul basculant de tip JK are tot două intrări a căror conectare interioară elimină dezavantajul circuitului RS. Semnalul logic „1" adus la intrarea J este sesizat numai dacă cir-

Scanned with OKEN Scanner

cuitul este în starea „0“, deci cu potențial scăzut la ieșirea Q, și trece în starea „1“. Semnalul „1“ logic adus la intrarea K va fi sesizat numai dacă circuitul este în starea „1“ cu potențial ridicat la borna de ieșire Q, iar urmarea va fi trecerea sa în starea complementară. Conectînd împreună bornele J și K se obține un circuit basculant care își schimbă starea la fiecare semnal logic „1“ adus la intrare.

Circuitul basculant D are patru intrări. Intrările R și S comandă trecerea în starea „0“, respectiv „1“, independent de semnalele existente la intrările T și D, dacă sînt acționate cu semnale binare „1“. Aceste două intrări se numesc asincrone spre deosebire de celelalte care lucrează dependent unele de altele. Aducînd un semnal logic „1“ la intrarea T circuitul trece într-o stare identică cu semnalul adus la intrarea D. Dacă la intrarea D se aduce „1“ logic, aducînd semnal la intrarea T, indiferent de starea în care se găsește circuitul, starea care va urma va fi starea „1“ în care ieșirea Q are potențial ridicat. Dacă la intrarea D se aduce semnal „0“, aducînd apoi un semnal la intrarea T, circuitul basculant trece în starea „0“. Cu alte cuvinte acesta repetă cu întîrziere semnalul adus la intrarea D.

Circuitul basculant Master-Slave JK are cinci intrări notate ca în figura 4.57. Intrările $\bar{R}$ și $\bar{S}$ sînt de tip asincron. Aducînd semnal logic „0“ la intrarea $\bar{S}$ sau $\bar{R}$, indiferent de starea în care se găsește circuitul și indiferent de semnalele existente la intrările $\bar{T}$, J și K, acesta trece în starea „1“, respectiv „0“. Comportarea circuitului basculant atunci cînd este acționat la intrările $\bar{T}$, J și K se poate urmări în tabelul din figura 4.57. Dacă atît la J cît și la K se aduc semnale logic „1“, după ce la intrarea $\bar{T}$ s-a adus un semnal „1“, circuitul trece în starea complementară celei de dinaintea sosirii semnalului la intrarea $\bar{T}$. Dacă $J=1$ și $K=0$, după trecerea semnalului de tact la intrarea $\bar{T}$, circuitul trece în starea „1“ indiferent de starea avută. Dacă $J=0$ și $K=1$, după trecerea tactului adus la intrarea $\bar{T}$, circuitul trece în starea „0“ indiferent de starea avută înainte de tact. Dacă $J=0$ și $K=0$, semnalele aduse la intrarea $\bar{T}$ nu-i modifică starea. Circuitele basculante tipul D și de tipul Master-Slave JK se construiesc la noi în țară după tehnologia integrată TTL.

4.11.5. REGISTRE ȘI NUMĂRĂTOARE

Așezînd unul după altul mai multe circuite basculante și conectîndu-le într-un anumit mod, obținem un registru care poate avea diverse funcții în instalațiile numerice, cum ar fi memorarea unui număr binar, distribuirea unor impulsuri succesive unor utilizatori, divizarea frecvenței, numărarea impulsurilor, acumulare de impulsuri, generare de secvențe de impulsuri de formă dată etc. După modalitatea de introducere și scoatere a informației în registre se vor distinge registre cu intrare și ieșire paralele sau serie.

Scanned with OKEN Scanner

4.11.5.1. REGISTRE CU INTRARE ŞI IEŞIRE PARALEL

Într-o schemă numerică un asemenea registru cu intrarea şi ieşirea paralel, avînd aspectul aşa cum se vede în figura 4.58, are rolul de a prelua o secvenţă binară atunci cînd se generează, de a o memora şi de a o ceda atunci cînd este necesară. Registrul conţine n celule notate C_1-C_n realizate din circuite basculante RS, n porţi ŞI notate P_1-P_n conectate în circuitul de intrare şi n porţi ŞI notate $P_1'-P_n'$ conectate în circuitul de ieşire. La aducerea comenzii de ştergere în paralel la toate bornele R, toate circuitele basculante trec în starea zero astfel încît la ieşirea Q au semnal logic „0". La intrările i_1-i_n soseşte într-o ordine oarecare un şir de semnale binare. În momentul în care toate intrările au semnalele care trebuie preluate spre memorare, la borna „comandă de intrare" se aduce semnal logic „1" astfel încît sînt activate toate porţile ŞI de intrare. Acestea transferă acum semnalul de la intrare spre borna S de scriere a celulelor. În acest mod secvenţa binară existentă la intrare este preluată de registru. Menţinerea acestei secvenţe se face pînă la comanda de ştergere care aplicată bornei R a fiecărui circuit aduce toate celulele în starea zero. Pentru a da utilizatorului posibilitatea de a folosi secvenţa înmagazinată în registru, se aduce la borna „comandă de ieşire" un semnal logic „1" care activează porţile ŞI de ieşire. Aceste porţi vor transfera acum la ieşirile e_1-e_n semnalele binare pe care le au la intrări, adică semnalele existente la bornele Q ale celulelor. În absenţa semnalului „Comandă la ieşire", deoarece fiecare poartă ŞI de ieşire are la o intrare un semnal „0", bornele de ieşire au semnal nul. În acest mod conţinutul registrului a fost oferit utilizării într-un moment bine precizat. Remarcăm cu acest prilej că utilizarea secvenţei binare înmagazinate în registru nu conduce la ştergerea din registru, secvenţa putînd fi păstrată timp nelimitat şi dată utilizării ori de cîte ori se cere.

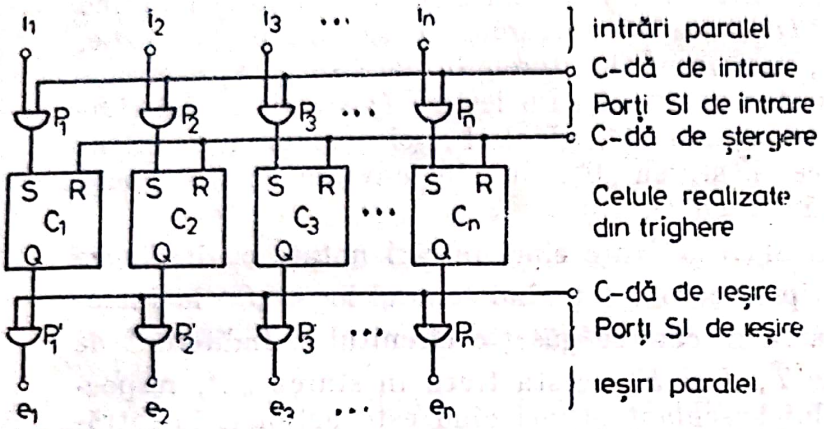


Fig. 4.58. Registru cu intrare şi ieşire paralel.

4.11.5.2. REGISTRU CU INTRARE ŞI IEŞIRE SERIE

În figura 4.59 se prezintă un registru cu ieşirea şi intrarea serie, numit adeseori registru de deplasare, deoarece o stare oarecare a sa este egală cu deplasarea spre dreapta a stării anterioare. Registrul este constituit din n celule notate C_1-C_n realizate din circuite basculante JK şi este dotat cu o intrare i, o ieşire e, o bornă de ştergere şi o bornă de tacte. La aceasta din urmă se aduc semnale sub formă de impulsuri pentru a fixa ritmul transferului

Scanned with OKEN Scanner

informației în registru. Fiecare celulă de registru are intrările JK conectate la ieșirile Q, $\overline{Q}$ ale celulei anterioare. În acest fel, după ce a trecut semnalul de tact, o celulă oarecare se va găsi într-o stare care repetă semnalul avut la intrările JK înainte de dispariția semnalului de tact. Dacă la intrarea registrului se aduce „1" logic, după trecerea tactului celula C_1 va avea „1" la ieșirea Q, fiind astfel în starea unu, indiferent de starea pe care a avut-o înainte

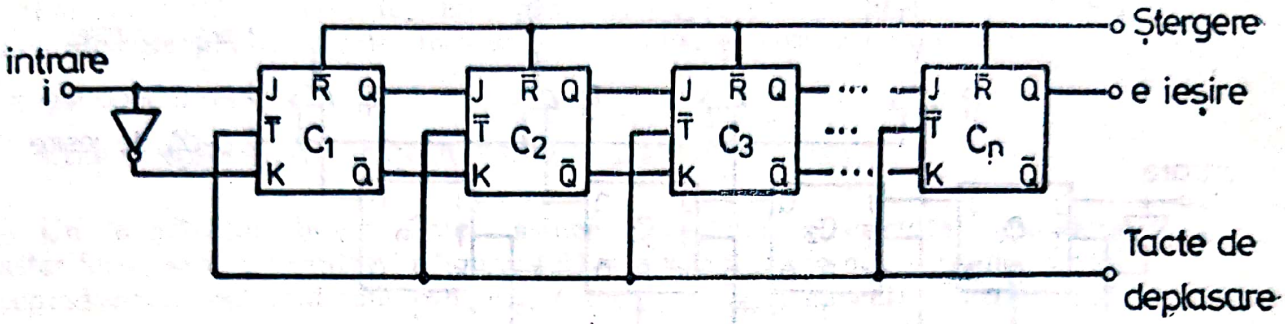


Fig. 4.59. Registru cu intrare și ieșire serie.

de tact. După tactul al doilea conținutul celulei C_1 se va transfera în celula C_2, în acest fel realizîndu-se deplasarea informației aduse la intrare. După n tacte la ieșirea e apare primul semnal adus la intrare și se poate utiliza.

Succesiunea semnalelor de ieșire urmărește cu o întîrziere de n tacte succesiunea adusă la intrare. Ștergerea conținutului registrului se face prin circuitul de ștergere, care acționează simultan și independent de tact în toate celulele registrului. Un asemenea registru se poate folosi ca element de întîrziere a unei secvențe, sau ca element de înmagazinare a unei secvențe ce apare în serie.

Dacă în registrul din figura 4.59 se conectează ieșirea la intrare se obține un registru de deplasare în inel. În acesta informația circulă ciclic atîta timp cît este acționat cu tacte.

Registrul de deplasare se poate realiza și cu deplasare la stînga dacă se conectează intrările JK ale fiecărei celule cu ieșirile $Q\overline{Q}$ ale celulei din dreapta. Diferența dintre registrul obținut și cel prezentat mai sus este în acest caz neînsemnată, deoarece se schimbă numai sensul de deplasare ceea ce nu constituie un parametru important al schemei. Dacă însă se conectează intrările JK ale fiecărei celule atît la ieșirile $Q\overline{Q}$ ale celulei anterioare cît și la cele ale celulei următoare, evident folosind niște porți comandate care să asigure conectarea la un moment dat doar cu o pereche de ieșiri, se obține un registru de deplasare în două direcții care oferă posibilități mărite de utilizare.

4.11.5.3. REGISTRE CU INTRARE SERIE ȘI IEȘIRE ÎN PARALEL

O combinație a celor două registre expuse mai sus constituie registrul cu intrare serie și ieșire în paralel prezentat în figura 4.60. El se constituie ca un registru de deplasare, căruia i se adaugă n porți de ieșire notate P_1—P_n, comandate fiecare în parte de la ieșirea directă a unei celule și împreună de

la borna „comandă de ieşire". Cînd la aceasta se aduce semnal „1", porţile $P_1 - P_n$ vor fi activate astfel că la ieşirile $e_1 - e_n$ ale acestora se vor găsi simboluri identice cu cele de la ieşirile Q ale celulelor. În acest mod se face ieşirea paralel a informaţiei cuprinsă în registru. Intrarea în registru se face serie prin borna i în ritmul dat de tactele de deplasare, ca şi la registrul din figura 4.59. Pentru o funcţionare corectă este nevoie ca semnalul care

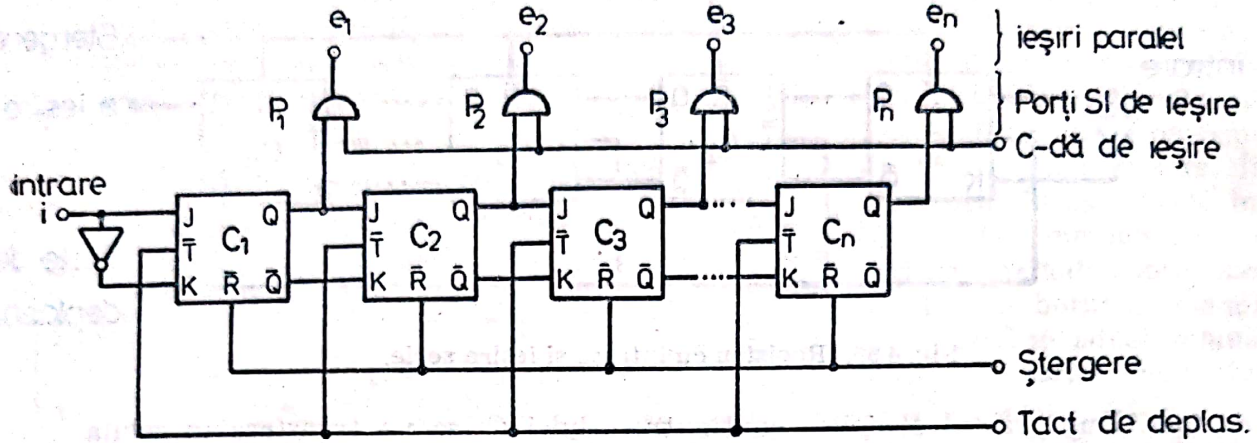


Fig. 4.60. Registru cu intrare serie şi ieşire paralel.

comandă ieşirea din registru să fie sincronizat cu semnalele de tact astfel încît să se evite apariţia lor simultană. Un asemenea registru se utilizează frecvent în instalaţiile de măsurare numerică, atunci cînd prelucrarea se face secvenţial şi se acumulează în registru, iar utilizarea, sub formă de afişare spre exemplu, se face continuu. În astfel de cazuri informaţia se preia paralel după ce s-a terminat prelucrarea unei secvenţe, se introduce într-un registru de afişare constituit, spre exemplu, cu intrări şi ieşiri paralel, se păstrează pînă ce s-a terminat o nouă prelucrare, cînd se elimină pentru a fi înlocuită cu noua secvenţă.

Se poate construi un registru cu intrarea în derivaţie şi ieşirea în serie, combinînd în mod adecvat schemele din figurile 4.58 şi 4.59. Utilizarea lui în instalaţiile de măsurare numerică nu este prea largă, mai frecvent fiind întîlnit în aparatajele de transmitere la distanţă a datelor binare, deoarece aici în linie se transmit simboluri succesiv iar preluarea poate fi realizată în paralel de la sursa care se transmite.

4.11.6. NUMĂRĂTOARE

Numărătorul este un dispozitiv constituit din celule conectate într-un anumit mod, astfel încît face posibilă stabilirea numărului de impulsuri sosite succesiv la intrarea lui, pe baza analizei stării circuitelor basculante din care sînt realizate celulele sale. Structura generală a numărătoarelor este caracte-

Scanned with OKEN Scanner

rizată de conectarea în cascadă a celulelor, borna de intrare lăsînd să treacă impulsuri în celula cu cel mai mic rang binar. Întreaga schemă de numărare este coordonată de secvența tactelor care permite transferul de informații dintr-o celulă în alta. Dacă înscrierea informației în celulele numărătorului se face simultan, pe baza aceluiași impuls de comandă, numărătorul se numește sincron, în caz contrar, cînd informația se înscrie în diversele celule decalat în timp, numărătorul este denumit asincron. După operația pe care o execută, numărătoarele pot fi directe, inverse, reversibile, binare, zecimale etc.

4.11.6.1. NUMĂRĂTOR BINAR DIRECT ASINCRON

Un numărător binar direct asincron realizat cu circuite basculante Master-Slave este prezentat în figura 4.61. El se compune din n celule, notate începînd de la cel mai mic rang C_0, C_1, C_2 ... C_{n-1}, conectate astfel încît borna de numărare $\bar{T}$, a unei celule oarecare, este acționată de ieșirea directă Q a celulei anterioare. Celula C_0 este acționată la intrarea $\bar{T}$ cu impulsurile care trebuiesc numărate, inițial aflîndu-se în starea zero cu semnal binar „0" la borna de ieșire Q. Soseşte primul impuls. Potențialul bornei $\bar{T}$ crește la apariția impulsului și revine la zero la dispariția acestuia. Pe frontul descrescător al impulsului se realizează comutarea circuitului basculant, acesta trecînd în starea unu cu semnal logic „1" la borna Q. Soseşte al doilea impuls la intrarea de numărare și ca urmare celula C_0 basculează trecînd în starea zero. Potențialul bornei Q din celula C_0 scade la zero.

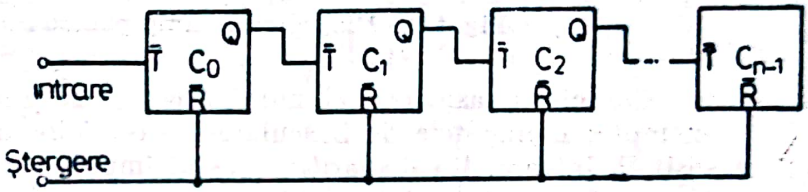


Fig. 4.61. Numărător binar direct asincron.

Constatăm că în decursul celor două impulsuri sosite la borna $\bar{T}$ a celulei C_1 s-a aplicat un potențial ridicat atunci cînd C_0 a fost în starea unu și apoi un potențial scăzut, cu alte cuvinte la borna $\bar{T}$ s-a adus un impuls. Pe frontul descrescător al acestuia se realizează comutarea celulei C_1 adică atunci cînd C_0 trece din unu în zero.

În continuare celulele sînt acționate în același mod, comutări într-o celulă oarecare realizîndu-se atunci cînd celula anterioară trece din starea unu în starea zero. În figura 4.62 se văd diagramele de timp ale primelor patru celule din numărător. Analizînd stările celulelor se poate completa tabelul 4.2 în care se vede că după ce au sosit N impulsuri la borna de intrare i, celulele se găsesc în acea stare care satisface egalitatea:

$$N=a_0 2^0+a_1 2^1+a_2 2^2+a_3 2^3+\ldots=\sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i, \qquad (4.16)$$

în care a_i ($i=1-n-1$) are valoarea unu dacă celula C_i este în starea unu, sau valoarea zero dacă celula C_i este în starea zero. Relația (4.16) arată că

Scanned with OKEN Scanner

schema din figura 4.61 execută numărarea în sistemul binar de numerație a impulsurilor sosite la intrare.

În momentul în care conținutul numărătorului nu mai este necesar, aducînd un semnal logic „0" la borna „ștergere" a numărătorului, se realizează aducerea tuturor celulelor în starea zero, ceea ce corespunde unui număr binar egal cu zero.

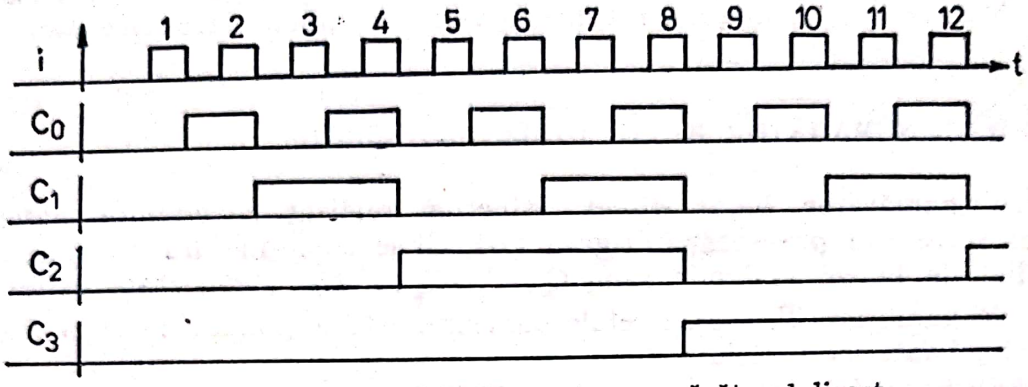


Fig. 4.62. Diagrame de timp pentru numărătorul direct.

Caracterul asincron al numărătorului se pune în evidență analizînd, spre exemplu, momentele de basculare ale celulelor după cel de al optulea impuls sosit la intrare. La dispariția acestui impuls celula C_1 trece din unu în zero. Urmează acum ca celula C_1 să treacă din unu în zero, apoi celula C_2 să treacă

Tabelul 4.2

Intrare	C_0	C_1	C_2	C_3	N (zecimal)
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1
1	0	1	0	0	2
1	1	1	0	0	3
1	0	0	1	0	4
1	1	0	1	0	5
1	0	1	1	0	6
1	1	1	1	0	7
1	0	0	0	1	8
1	1	0	0	1	9
1	0	1	0	1	10
1	1	1	0	1	11
1	0	0	1	1	12
1	1	0	1	1	13
1	0	1	1	1	14
1	1	1	1	1	15

din unu în zero și în final celula C_3 să treacă din zero în unu. Momentul basculării acestei celule este întîrziat față de momentul comutării primei celule cu de trei ori durata de basculare a unei celule, acțiunea de comutare

Scanned with OKEN Scanner

parcurgînd întregul lanț al circuitelor bistabile. Dacă numărătorul are celule multe, sau dacă frecvența semnalelor adunate este mare, întîrzierile comutărilor pot fi supărătoare, fapt pentru care se construiesc numărătoare sincrone.

4.11.6.2. NUMĂRĂTOR BINAR DIRECT SINCRON

În figura 4.63 se prezintă un numărător binar direct sincron. Față de schema din figura 5.61 se observă că conectarea ieșirilor celulelor se face nu la borna de numărare $\bar{T}$ a celulei următoare, ci printr-o schemă de coincidență la bornele JK, iar la borna de numărare $\bar{T}$ se aduce semnalul de la intrare. Schema de coincidență care asigură semnal la bornele JK pentru celula C_i este construită din ieșirile directe Q ale tuturor celulelor anterioare. Aceasta înseamnă că celula C_i va comuta pe frontul descrescător al impul-

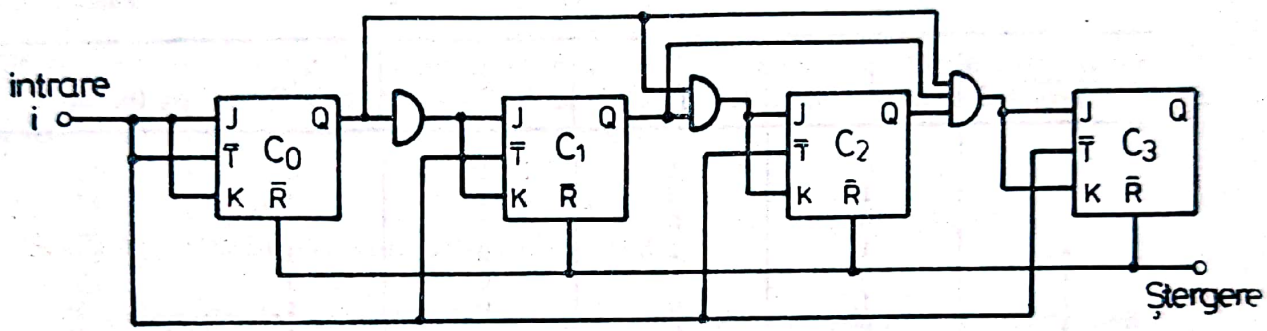


Fig. 4.63. Numărător binar direct sincron.

sului de numărare adus la borna $\bar{T}$, numai dacă înainte de impulsul de numărare toate celulele anterioare au fost în starea unu. Analizînd diagrama din figura 4.62 și tabelul 4.2 se constată existența aceleiași succesiuni în funcționarea celulelor, ceea ce atestă funcționarea în același mod a numărătoarelor din figurile 4.61 și 4.63. În numărătorul sincron se vor comuta toate celulele la frontul descrescător al semnalului din borna $\bar{T}$ și cum acesta este unic pentru întregul numărător, toate celulele vor comuta deodată.

4.11.6.3. NUMĂRĂTOR BINAR INVERS ASINCRON

Procesul de scădere se poate realiza, ca și procesul de adunare, cu un numărător, de data asta invers. În figura 4.64 se prezintă un asemenea numărător în varianta asincronă, conținutul său fiind determinat de starea inițială, din care se scade numărul de impulsuri sosite ritmic la intrare. Spre deosebire de numărătorul direct în care borna Q se conecta la borna de numărare a celulei următoare, aici se va lega la aceeași bornă de numărare borna complementară $\overline{Q}$. O celulă oarecare C_i va comuta atunci cînd celula anterioară trece din starea zero în starea unu, deoarece în acest caz semnalul din $\overline{Q}$

Scanned with OKEN Scanner

(binar „1" cînd trigherul este în starea zero) are front descrescător. În tabelul 4.3 se prezintă succesiv stările celulelor unui numărător invers cu patru celule, starea inițială fiind echivalentă numărului $N_{10}=14=0\cdot2^0+1\cdot2^1+1\cdot2^2+1\cdot2^3$.

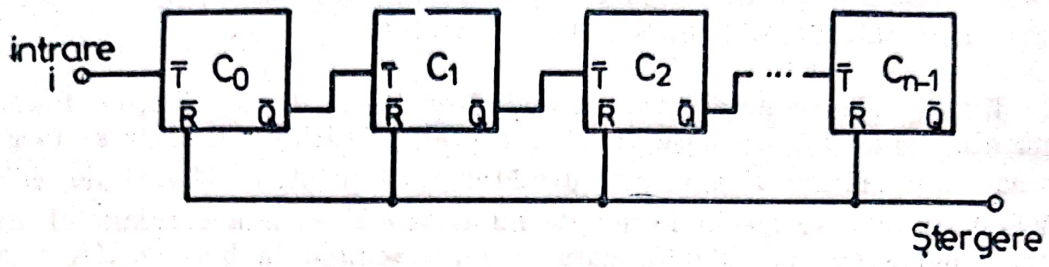


Fig. 4.64. Numărător invers.

Tabelul 4.3

Intrare	C_0	C_1	C_2	C_3	N (zecimal)
0	0	1	1	1	14
1	1	0	1	1	13
1	0	0	1	1	12
1	1	1	0	1	11
1	0	1	0	1	10
1	1	0	0	1	9
1	0	0	0	1	8
1	1	1	1	0	7
1	0	1	1	0	6
1	1	0	1	0	5
1	0	0	1	0	4
1	1	1	0	0	3

4.11.6.4. NUMĂRĂTOR BINAR REVERSIBIL ASINCRON

În unele cazuri este necesar ca în același dispozitiv să se execute atît adunarea cît și scăderea impulsurilor. O asemenea schemă se realizează ușor dacă se dispune de cele două semnale care să precizeze perioadele în care schema execută adunarea sau scăderea. În figura 4.65 se prezintă un numărător binar reversibil asincron. Acesta are două borne în plus față de schemele din figurile 4.61 și 4.64 și anume: „Adună", respectiv „Scade". Celulele numărătorului sînt completate cu circuite de coincidență și cu circuite de reuniune. Borna Q a unei celule se conectează la intrarea de numărare a celulei următoare printr-o poartă ȘI controlată de semnalul „Adună" și printr-un circuit SAU. Printr-o altă poartă ȘI controlată de semnalul „Scade" și prin același circuit SAU se conectează la intrarea de numărare, borna Q a aceleiași celule anterioare. Se vede deci că acționînd intrarea „Adună" se realizează între celule o conexiune asemănătoare celei din figura 4.61, iar dacă se acționează intrarea „Scade"

Scanned with OKEN Scanner

se repetă conexiunea din figura 4.64. Aceasta înseamnă că numărătorul va aduna impulsurile sosite la intrare în perioada în care se dă comanda „Adună" şi va scădea impulsurile sosite la aceeaşi intrare în perioada în care se comandă „Scade". Evident este interzisă comanda simultană atît a intrării „Adună"

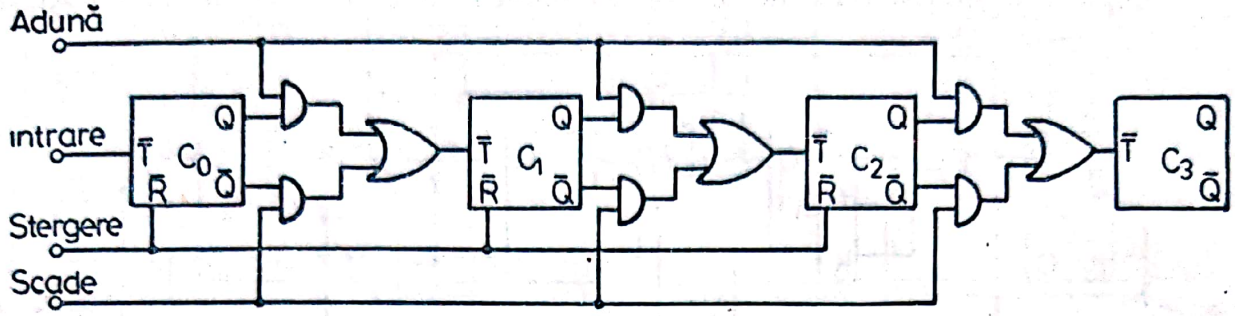


Fig. 4.65. Numărător reversibil.

cît şi a intrării „Scade". Este necesar de asemenea ca comutările semnalelor la bornele de adunare şi scădere să se facă în perioadele în care intrarea are semnal nul.

4.11.6.5. NUMĂRĂTOARE BINARE ZECIMALE

O categorie interesantă de numărătoare este constituită din schemele în care numărarea se face în binar, dar grupat în ranguri zecimale. Fiecare rang zecimal execută adunări sau scăderi după regulile numeraţiei binare utilizînd în acest scop patru celule binare. După zece impulsuri sosite la borna de

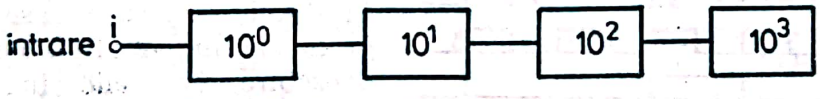


Fig. 4.66. Numărător binar-zecimal

intrare, dacă starea iniţială a celor patru celule care constituie decada este 0000, la borna de ieşire se emite un impuls spre rangul zecimal următor, iar decada analizată revine în starea iniţială. Schema bloc a unui asemenea numărător binar zecimal se vede în figura 4.66. Numărul zecimal conţinut în numărător se exprimă prin puterile lui 10 amplificate cu conţinutul zecimal al fiecărui rang în parte. Un asemenea numărător este deosebit de comod, deoarece schema de afişare se construieşte identic pentru fiecare rang zecimal.

4.11.6.6. DECADĂ DE ADUNARE BINARĂ

O decadă binară poate avea 16 stări distincte deoarece este constituită din patru celule binare. În funcţionarea normală, 6 din aceste stări sînt evitate, urmînd ca celelalte 10 stări rămase să fie utilizate pentru a reprezenta cele

Scanned with OKEN Scanner

10 simboluri ale numerației zecimale. Dacă ponderile celulelor binare sînt 8421, o decadă binară se construiește ca în figura 4.67 și are diagrama de timp ca în figura 4.68. Schema conține patru circuite basculante Master-Slave și cîteva porți ȘI conectate astfel între ele încît, după ce s-au acumulat nouă impulsuri, sosirea celui de al zecelea impuls aduce decada în stare inițială.

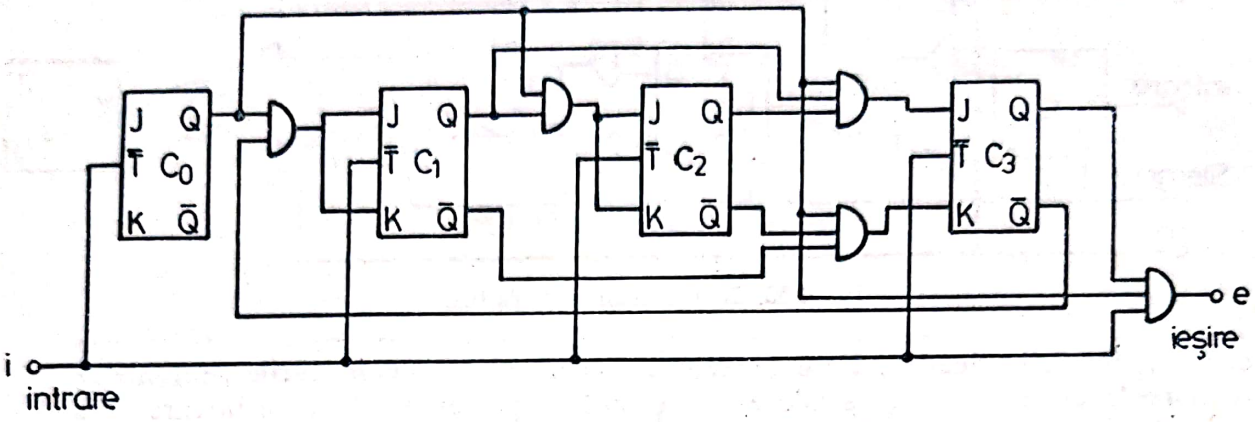


Fig. 4.67. Decadă binar-zecimală 8421.

Funcționarea sincronă a decadei este asigurată prin acționarea tuturor bornelor de numărare cu același implus sosit la intrare. Conexiunile dintre celule seamănă cu cele existente în numărătorul binar direct sincron (figura 4.63) existînd două deosebiri. Circuitul ȘI de intrare în bornele JK ale celulei C_1 este controlat aici și de borna ieșirii complementare Q_3 a celulei C_3. Din acest motiv celula C_1 execută basculări numai dacă celula C_3 este în starea zero, adică pînă a sosit cel de al optulea impuls, la al zecelea impuls rămînînd în starea zero, așa cum se vede în diagrama de timp din figura 4.68. A doua deosebire se vede în conexiunile circuitului ȘI care acționează borna K din celula C_3. Acum nu se mai fac conexiuni la bornele directe din C_1 și C_2, ci la bornele complementare. Deoarece conexiunile la borna J a celulei C_3 sînt asemănătoare numărătorului binar, basculareа acestei celule din starea zero în starea unu se face în același mod, atunci cînd cele trei celule anterioare sînt în starea unu. În consecință cel de al optulea impuls se numără ca la numărătoarele binare. Impulsul al noulea nu afectează celula C_3 neexistînd condiții la nici unul din cele două circuite ȘI. După acest impuls se creează condiția ȘI pentru borna K, celula C_0 fiind în starea unu, iar celulele C_1 și C_2 fiind în starea zero. La al zecilea impuls este posibilă comutarea celulei C_3 din unu în zero, în acest mod decada revine în starea inițială. La borna de ieșire apare cel de al zecelea impuls generat de o schemă de coincidență comandate de semnalele prezente la borna

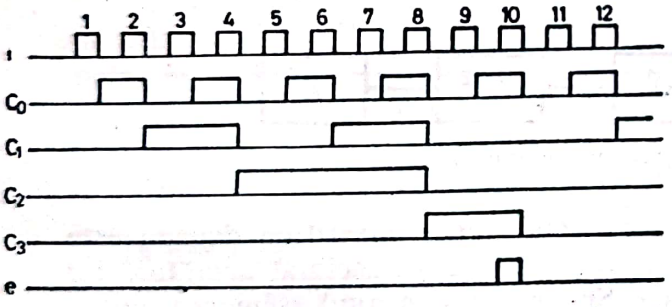


Fig. 4.68. Diagramă de timp pentru decada 8421.

Scanned with OKEN Scanner

de intrare, la borna de ieşire a celulei C_0 şi la borna de ieşire a celulei C_3. Decada 8421 prezentată mai sus utilizează primele zece stări ale celulelor în numeraţia binară obişnuită şi evită ultimele şase stări.

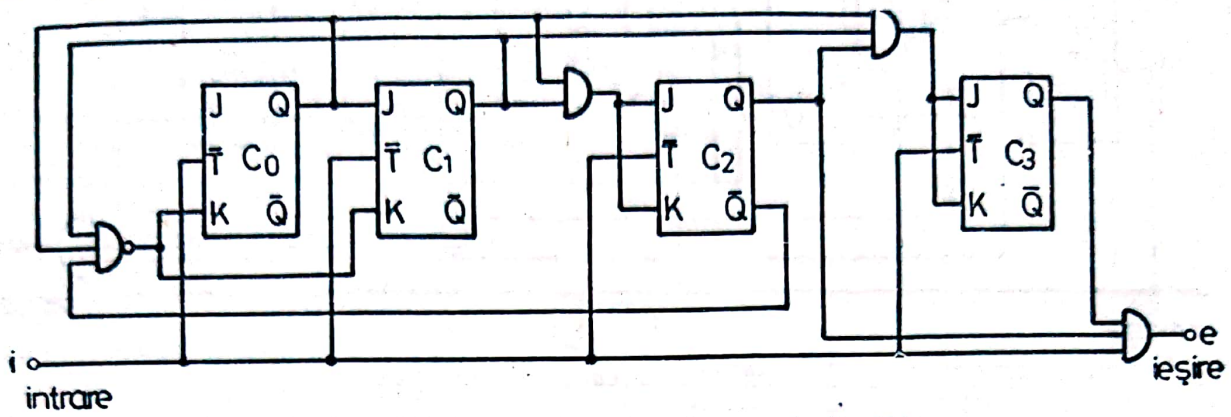


Fig. 4.69. Decadă binar zecimală pentru ponderile 5121.

O schemă de decadă binară pentru ponderile 5121 se prezintă în figura 4.69. Aici s-au făcut modificări în modul de comandă a bornelor K din celulele C_0 şi C_1, astfel încît decada adună pînă la trei în mod obişnuit, din această stare 1100 (3) trece în starea 1110 (4), evitîndu-se stările 0010, 1010, 0110; urmează apoi adunările obişnuite pînă la 8 cînd se trece din starea 1110 (8) în starea 1111 (9), evitîndu-se stările 0011, 1011, 0111. Trecerea spre zero se face normal. Evitarea celor şase stări caracterizate prin faptul că urmează după o stare în care C_0 şi C_1 sînt simultan în starea unu, se face controlînd intrările K_0 şi K_1 printr-un circuit ŞI—NU acţionat de ieşirile directe ale celulelor C_0 şi C_1 şi de ieşirea complementară a celulei C_2. În figura 4.70 se prezintă diagramele de timp ale decadei binare cu ponderile 5121.

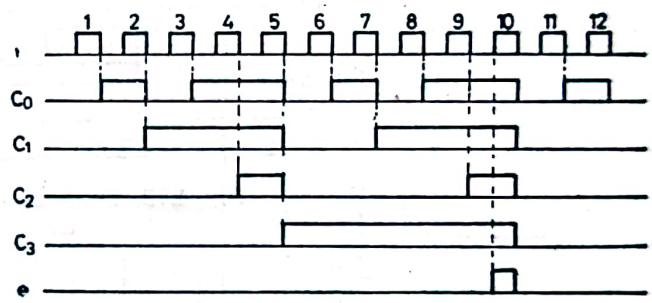


Fig. 4.70. Diagramă de timp pentru decadă 5121.

4.11.6.7. DECADĂ DE SCĂDERE ŞI DECADĂ REVERSIBILĂ

În multe cazuri sînt necesare numărătoare binare zecimale inverse sau reversibile. În figura 4.71 se prezintă o decadă de scădere binară pentru codul 8421, iar în figura 4.72 diagramele de timp corespunzătoare. Pentru a se realiza o decadă binară reversibilă se pot folosi, de exemplu, schemele din figurile 4.67 şi 4.71 cu completări. Acum intrările JK se vor comanda prin circuite SAU acţionate, sau din circuitul ŞI al schemei de adunare controlat suplimentar de comanda „Adună", sau din circuitul ŞI ale schemei de scădere controlat suplimentar de comanda „Scade". În figura 4.73 se prezintă schema unei decade binare reversibile pentru codul 8421 cu funcţionare sincronă.

Scanned with OKEN Scanner

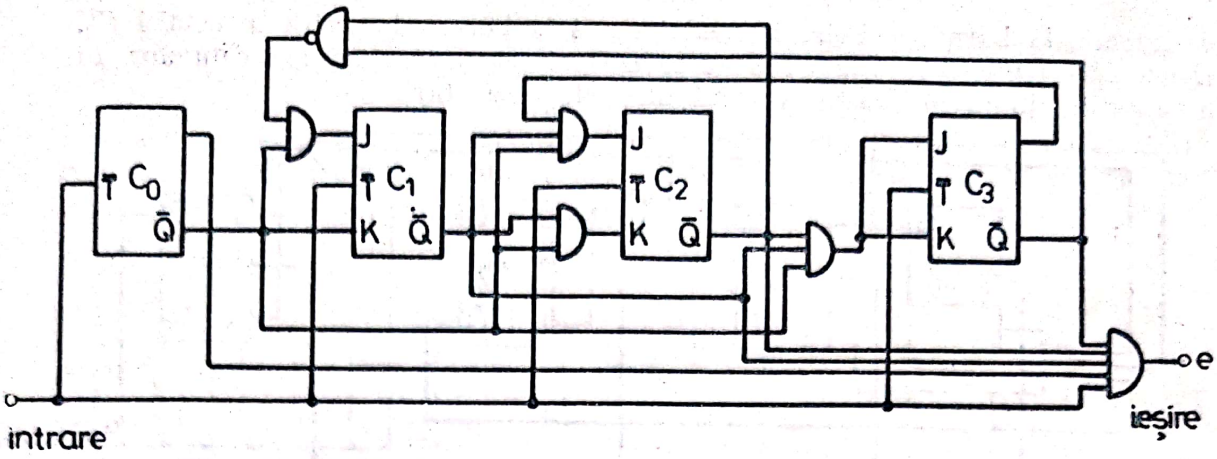


Fig. 4.71. Decadă de scădere 8421.

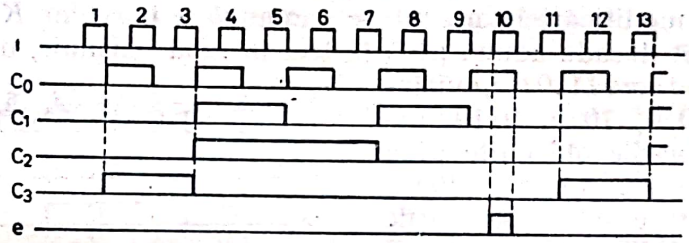


Fig. 4.72. Diagrama de timp pentru decada de scădere 8421.

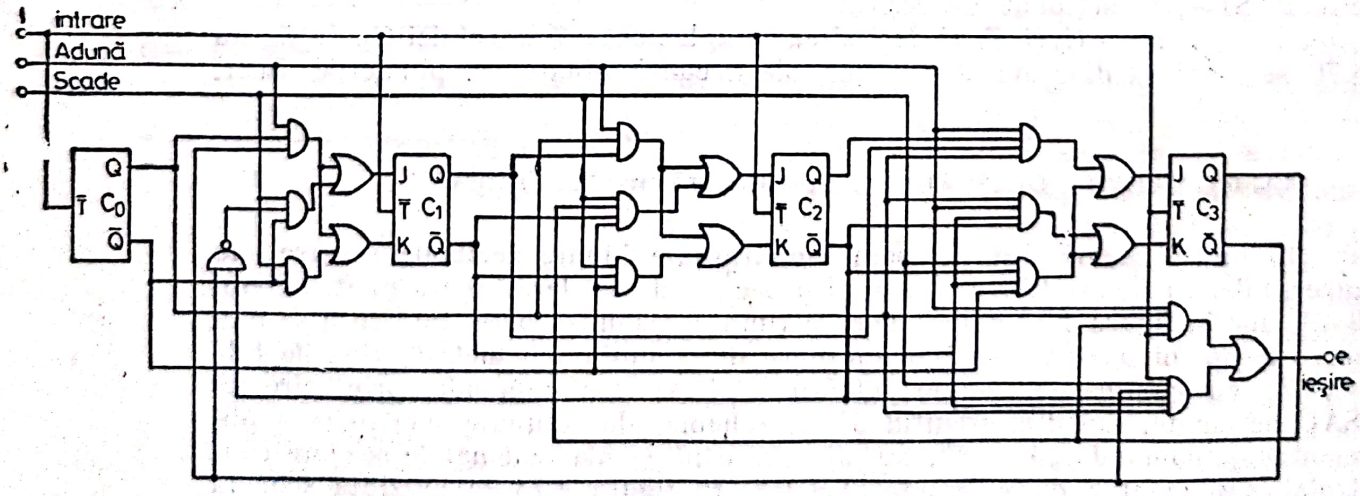


Fig. 4.73. Decadă binară reversibilă pentru ponderile 8421.

4.11.7. DECODIFICATOARE

Utilizarea instrumentelor numerice de măsurat este comodă dacă prezentarea valorii mărimii măsurate se face în sistemul zecimal. Această cerință impune construirea unor scheme care să facă conversia numărului exprimat în binar, ca urmare a prelucrării electronice, într-un număr exprimat în zecimal. Decodificatoarele realizează această conversie. Ele sînt niște scheme combinaționale cu intrări binare și ieșiri zecimale. În principiu, orice număr se poate transpune în zecimal. Decodificatoarele pentru numere mari au însă o formă complicată și necesită multe trepte de conversie. Din acest considerent se utilizează pentru afișare aproape în exclusivitate numărătoare zecimale codate binar urmate de decodificatoare binar zecimale pentru fiecare rang zecimal în parte. Schema logică a unui decodificator de acest tip se vede în figura 4.74. El este acționat de ieșirile directe și complementare ale celor patru celule binare C_0—C_3 care constituie decada de numărare. Semnalele de ieșire notate cu simbolurile zecimale de la 0 la 9 se pot utiliza, spre exemplu, pentru a comanda aprinderea cifrelor corespunzătoare într-un tub Nixie.

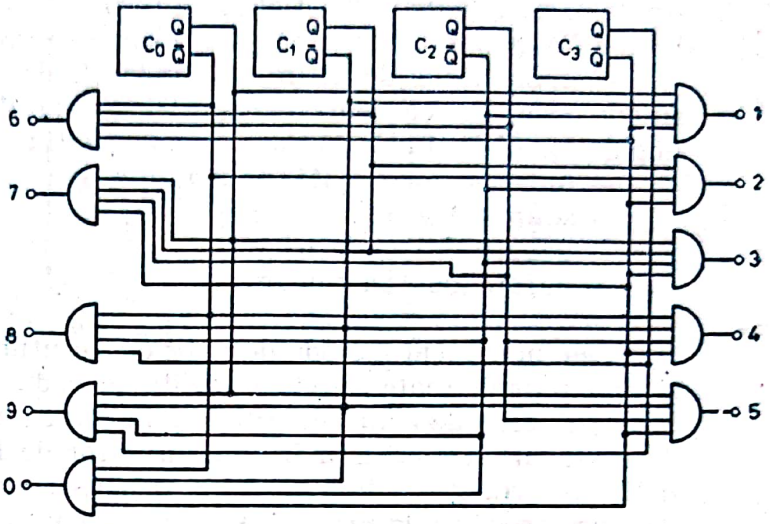


Fig. 4.74. Decodificator binar-zecimal.

În multe cazuri afișarea unei cifre se face prin segmente, ceea ce impune condiții suplimentare schemei de decodificare. Pentru o cifră sintetizată din șapte segmente, spre exemplu, schema de decodificare ar putea conține o primă parte identică cu cea prezentată în figura 4.74, urmată de a doua parte care transformă numărul zecimal într-un cod cu șapte simboluri corespunzătoare celor șapte segmente de sintetizare a cifrei, așa cum se vede în figura 4.75. Realizările concrete ale funcțiilor logice incluse în schemele de decodificare de mai sus permit simplificări care reduc sensibil numărul de circuite utilizate.

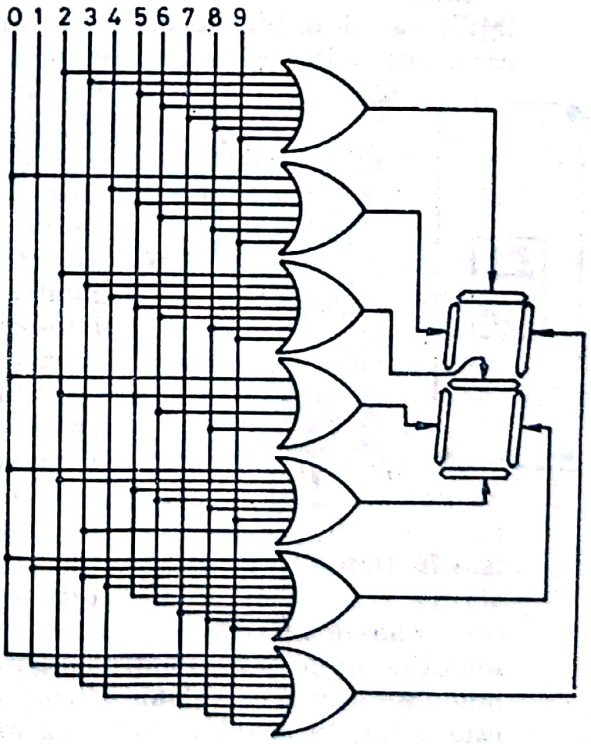


Fig. 4.75. Decodificator binar-zecimal pentru cifre sintetizate.

Scanned with OKEN Scanner

4.12. INDICATOARE NUMERICE

Rezultatul măsurării unei mărimi oarecare se prezintă în instrumentele numerice prin afișarea unei cifre. Tehnica afișării sau indicării cifrelor a cunoscut o dezvoltare vertiginoasă, astfel încît în etapa actuală se pot întîlni metode foarte variate de realizare. Calitatea unei indicații numerice, dependentă de metoda de realizare folosită, se poate preciza urmărind următoarele caracteristici:

— comoditate de citire, dependentă de luminozitatea cifrei, de dimensiunile sale, de concentrarea sau dispersia iluminării de-a lungul cifrei, de unghiul și distanța de la care se poate citi;
— puterea consumată pentru afișare;
— simplitatea realizării;
— gabaritul instalației;
— durata de funcționare;
— viteza de funcționare.

Cele mai vechi metode de indicare au utilizat un panou pe care erau scrise și se iluminau toate cifrele utilizate în codul de afișare — zecimal de obicei. Sistemul este deosebit de simplu, indicarea unui număr necesitînd comenzi de aprindere a unui număr corespunzător de lămpi. Sistemul acesta este însă deficitar prin greutatea de citire, deoarece numărul afișat nu are cifrele totdeauna înșirate într-un rînd. Gabaritul mare al acestei instalații, puterea mare și incomoditatea citirii au înlocuit-o, astfel încît asemenea sisteme de indicare se întîlnesc numai în instrumentele din prima perioadă de construcție. Instalațiile care i-au luat locul au ca element comun afișarea în același cadru a oricărei cifre din sistemul de numerație folosit, ceea ce permite citirea comodă, numărul fiind constituit din cifre plasate una lîngă alta în același rînd.

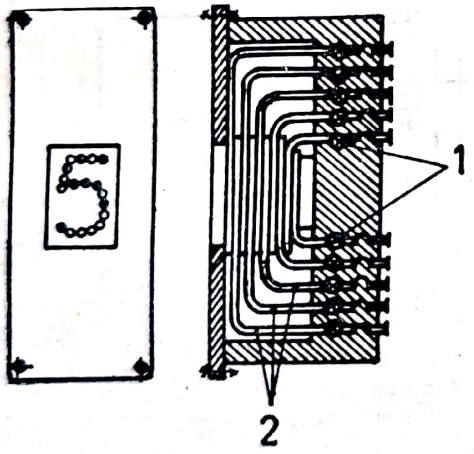


Fig. 4.76. Dispozitiv de afișare.

Dispozitivul din figura 4.76, spre exemplu, este constituit din 10 plăcuțe de plexiglas, pe fiecare din ele fiind gravată una din cifrele sistemului zecimal, plăcuțele fiind așezate suprapuse una peste alta astfel încît se realizează un pachet compact. Dacă se iluminează partea laterală a unei plăcuțe, lumina se reflectă în locul unde s-a gravat cifra și iese din plăcuță pe partea frontală, trecînd prin toate plăcuțele suprapuse. Cifra gravată se vede iluminată. Sistemul acesta afișează toate cifrele în același cadru, consumă o putere mare cu gabarit acceptabil, dar iluminarea este mică, în special pentru cifrele plasate în spate. Un sistem mai comod pentru citire este prezentat în figura 4.77. Aici se utilizează un ecran comun 4 pe care se proiectează, în același cadru, oricare din cifrele sistemului de numerație. Pentru proiecție se folosește un număr corespunzător de lămpi prevăzute cu sisteme de concentrare a iluminării 1 și 2 și o mască 3 în care este decupată sau desenată cifra care urmează a fi afișată. Sistemul este pretențios din punct de vedere constructiv, deoarece elementele optice trebuie să asigure proiecția diferitelor cifre în aceleași condiții de iluminare, dimensiuni, po-

Scanned with OKEN Scanner

ziție. Avantajul acestui sistem este constituit de citirea foarte comodă, cifrele fiind totdeauna afișate în același rînd și în același plan. La noi în țară acest dispozitiv a fost utilizat de I.F.A. pentru instrumentele pe care le-a construit.

O perfecționare substanțială a celor două sisteme prezentate mai sus o constituie tuburile Nixie. Acestea sînt tuburi cu descărcare în gaz care conțin

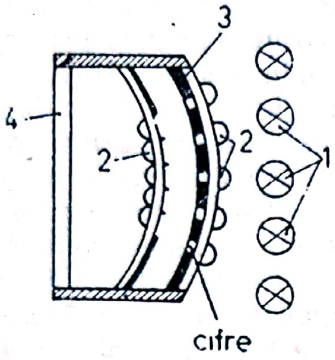


Fig. 4.77. Afișare pe ecran comun.

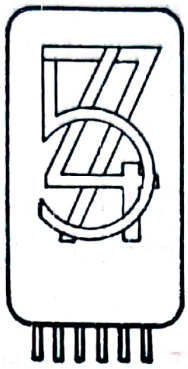


Fig. 4.78. Tub Nixie.

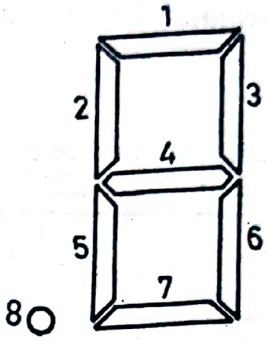


Fig. 4.79. Sintetizarea cifrelor din 7 segmente.

un număr mare de catozi și un singur anod comun tuturor catozilor. Catozii sînt realizați din sîrmă subțire în forma cifrelor ce urmează a se afișa (fig. 4.78). Aplicînd tensiune între anod și catod, în jurul catodului se formează o descărcare în gaz, astfel încît catodul apare ca o sursă de lumină de forma cifrei respective. Cifrele sînt așezate unele în spatele celorlalte, grosimea catozilor din față neîmpiedicînd practic vederea catodului luminos din spate. Acest sistem de indicare a cifrelor este foarte răspîndit datorită gabaritului redus, a puterii mici pe care o consumă, a simplității de utilizare și a comodității de citire, deși afișarea se face în planuri diferite și tensiunea de alimentare este relativ mare.

Pentru instalații de măsurat cu viteză mică de funcționare se utilizează indicatoare numerice electromecanice, care au ca parte mobilă un tambur sau un disc, pe care sînt gravate cifrele ce urmează a fi afișate. Sistemul electromecanic permite deplasarea părții mobile pînă într-o poziție care permite citirea, printr-o fereastră, doar a cifrei care trebuie afișată. Dimensiunile ansamblului indicator sînt mari, citirea se face comod, puterea utilizată este mică.

Cifrele indicatoare se pot construi din segmente de linii sau puncte astfel încît pe un singur panou pot fi plasate toate segmentele de linii din care se obțin cifrele sistemului de numerație. Iluminînd doar unele segmente sau puncte se poate obține sintetic orice cifră. În figura 4.79 se prezintă forma obișnuită pe care o au segmentele de dreaptă din care se sintetizează cifrele de la 0 la 9. Se utilizează șapte segmente pentru cifre și un cerc pentru a indica virgula. Sistemul de afișare prezentat are un geam mat în față și lămpi care ilumineză fantele realizate conform desenului din figura 4.79. Dimensiunile cifrelor pot fi făcute suficient de mari pentru a permite citirea de la distanță. Acest mod de indicare este comod la citit, consumă putere relativ mare, oferă numărul într-un singur rînd cu cifrele în același plan. Necesitatea convertirii

Scanned with OKEN Scanner

sistemului de numerație utilizat, într-un sistem cu 7 simboluri corespunzătoare celor șapte fante din care se sintetizează oricare cifră zecimală, constituie un inconvenient al sistemului, deoarece se complică schema de comandă a indicării. Acest sistem este utilizat pe larg în instrumentele construite cu elemente semiconductoare deoarece se pot utiliza lămpi de tensiune mică comandate cu tranzistoare obișnuite.

Un tip mai avansat de indicator cu sintetizarea cifrei utilizează fenomenul de electroluminiscență care apare la trecerea curentului electric prin anumite substanțe luminofore. Instalațiile realizate pe baza acestui principiu se bucură de toate avantajele sistemului de sintetizare, dimensiuni mari, expunere în rînd și în același plan, avînd și avantajul unui consum mic de putere și gabarite foarte reduse. În figura 4.80 este prezentată o secțiune printr-o instalație de afișare de acest tip. În rama *a* se găsește, de sus în jos, o sticlă de protecție *b*, un strat subțire și transparent *c* dintr-un material conductor, spre exemplu bioxid de staniu, un dielectric *d* luminofor și plăcile *e* de aluminiu. Stratul conductor subțire și transparent formează un electrod, iar unele din plăcile *e* cel de al doilea electrod; între electrozi se aplică tensiune. Stratul dielectric dintre electrozi va deveni luminos. Forma plăcilor *e* este asemănătoare fantelor luminoase prezentate în figura 4.78 astfel încît se pot sintetiza toate cifrele sistemului zecimal. Tensiunea utilizată este de ordinul a 100 V, relativ mare pentru sistemele tranzistorizate, iar frecvența de 100—50 kHz. Necesitatea unei tensiuni mari și schema complicată de convertire a codului zecimal în cod cu șapte cifre constituie dezavantajele principale ale metodei.

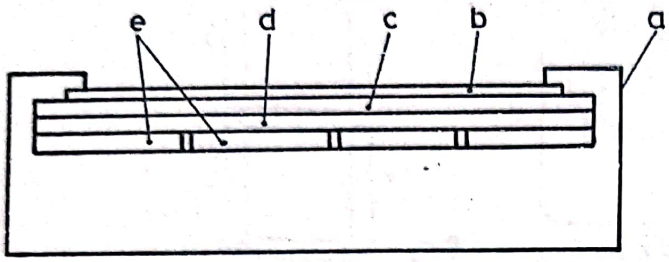


Fig. 4.80. Dispozitiv de afișare cu substanțe luminofare.

În ultimul timp indicarea cifrelor se face cu diode luminiscente care, la trecerea unui curent relativ mic, devin luminoase radiind o lumină roșie. Forma diodelor poate fi făcută așa încît să se sintetizeze cifrele din șapte segmente de drepte. Tensiunea de alimentare este mică, de ordinul volților, ceea ce permite comandarea cu tranzistoare obișnuite. Dimensiunile reduse și consumul mic sînt calități pentru care acest sistem de afișare se bucură de o largă utilizare.

Cele mai noi metode de afișare utilizează proprietățile electrooptice ale cristalelor lichide. Un asemenea cristal depus între două plăci conductoare transparente, în momentul în care este supus unui cîmp electric prin aplicarea unei tensiuni continue între plăcile conductoare, își schimbă orientarea cristalelor astfel încît lumina nu mai pote străbate. În acest mod variația opacității cristalului lichid se poate utiliza pentru a afișa un semn sau o cifră. Afișarea cu cristale lichide prezintă avantajul unui consum foarte redus de energie în schema de comandă, a utilizării unor tensiuni relativ scăzute, a obținerii unor gabarite și greutăți reduse. Toate cifrele sînt în același plan și se pot citi cu ușurință.

În aparatajele construite în țara noastră au început a fi utilizate tuburile Nixie, diodele luminiscente și este în studiu aplicarea cristalelor lichide.

Scanned with OKEN Scanner

5. CONVERTOARE NUMERIC-ANALOGICE

În instrumentele de măsurat numerice se urmăreşte obţinerea unui număr care să reprezinte mărimea analoagă supusă măsurării. De multe ori în schemele utilizate este necesară obţinerea unor tensiuni sau a unor curenţi a căror valoare să fie proporţională cu un număr dat. În acest scop se utilizează aşa numitele convertoare numeric analogice, prescurtat CNA, acestea fiind dispozitive complexe cu o intrare care acceptă o informaţie în formă numerică şi cu o ieşire care furnizează o mărime analoagă proporţională cu expresia numerică adusă la intrare.

Tehnica de măsurare numerică utilizează o mare varietate de scheme de conversie a numerelor în mărimi analogice, o clasificare fiind din acest motiv binevenită chiar dacă nu este realizată după criterii unanim acceptate. Într-o primă clasificare convertoarele numeric analogice pot fi împărţite în două clase, directe şi indirecte, în prima clasă intrînd acele convertoare în care transformarea numărului în mărimea analoagă de ieşire se face fără transformări intermediare, spre deosebire de clasa convertoarelor indirecte în care întîlnim o transformare intermediară sub forma unei alte mărimi analoage, care se converteşte apoi în mărimea analoagă necesară la ieşire.

O altă clasificare se face după modul în care se utilizează numărul în procesul de conversie. Astfel, vom distinge convertoare cu funcţionare paralel şi convertoare cu funcţionare serie, la ultimele numerele de convertit fiind aduse la intrare bit după bit în ritmul unor secvenţe de tact.

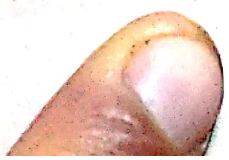
Un alt mod de clasificare poate fi făcut după codul numeric utilizat în expresia numărului ce urmează a se converti. În acest caz vom distinge convertoare binare, zecimale, unipolare sau bipolare, pentru coduri binare speciale etc.

Parametrii caracteristici proprii convertoarelor numeric analogice sînt următorii :

— Funcţia de transfer care dă tensiunea de ieşire în funcţie de secvenţa numerică de la intrare.

— Amplitudinea mărimii de ieşire exprimată în unităţi naturale, de obicei în V sau în mA.

— Rezoluţia care este dată de numărul de biţi acceptaţi de convertor şi care se defineşte drept raport între cea mai mică valoare teoretică a semnalului de ieşire şi valoarea maximă.



Scanned with OKEN Scanner

— Timpul de conversie definit ca intervalul de timp ce se scurge din momentul aducerii numărului la intrare şi pînă cînd semnalul de la ieşirea convertorului redă cu eroarea admisă valoarea teoretică corespunzătoare numărului.

— Precizia definită ca diferenţă între valoarea reală obţinută la ieşirea convertorului şi valoarea teoretică obţinută din funcţia de transfer. Precizia se exprimă de obicei în % din domeniul de măsură şi este determinată în primul rînd de erorile date de conversia celor mai semnificativi biţi.

5.1. CNA DIRECTE CU FUNCŢIONARE DERIVAŢIE

În cadrul acestei clase se vor prezenta convertoare care utilizează drept sursă de referinţă interioară o tensiune, precum şi convertoare în care sursa de referinţă este un curent. În toate cazurile mărimea analogică de ieşire este o tensiune, iar semnalul numeric se aduce la intrare în paralel, adică simultan pentru toate rangurile numărului. Dacă semnalul numeric este disponibil în formă serie, adică eşalonat în timp, este nevoie a se monta la intrarea convertorului un registru tampon de recepţie cu intrare serie şi ieşire derivaţie.

5.1.1. CNA AVÎND DREPT SURSĂ DE REFERINŢĂ O TENSIUNE

Convertoarele din această categorie utilizează o sursă de tensiune de referinţă de mare stabilitate, din care se execută o prelevare a unei valori dependente de numărul ce se converteşte. Pentru extragerea valorii necesare se utilizează reţele rezistive de diverse configuraţii, expresia numerică urmînd să aranjeze elementele rezistive într-o formă convenabilă.

5.1.1.1. CNA CU TENSIUNI PONDERATE

Într-o formă rudimentară, un convertor cu tensiuni ponderate conţine o suită de rezistoare conectate în serie la o sursă de tensiune constantă, astfel încît se realizează un divizor multiplu de tensiune. Spre ieşire se conectează o anumită bornă selectată în conformitate cu numărul ce se converteşte. Dacă numerele sînt cuprinse între 0 şi N, divizorul va avea N rezistoare, iar cînd N este mare realizarea concretă pune probleme practic inacceptabile. Soluţia prezintă numai interes didactic, deoarece în afară de greutatea reali-

zării pentru numere mari, schema mai prezintă și neajunsul necesității unei sarcini de impedanță foarte mare în comparație cu divizorul.

O schemă cu tensiuni ponderate într-o concepție convenabilă se prezintă în figura 5.1. Utilizată pentru conversia numerelor binare cu n ranguri, schema conține n module compuse fiecare din două rezistoare de aceeași valoare R, un rezistor cu valoare dependentă de numărul de ordine al rangului binar, precum și o cheie electronică notată C_k. La un amplificator operațional μ cu rezistența de reacție R_0 se vor conecta toate modulele într-o schemă de însumare de curenți, astfel că la ieșire se obține tensiunea U_e proporțională cu numărul binar adus sub formă de comenzi de deschidere la cheile electronice.

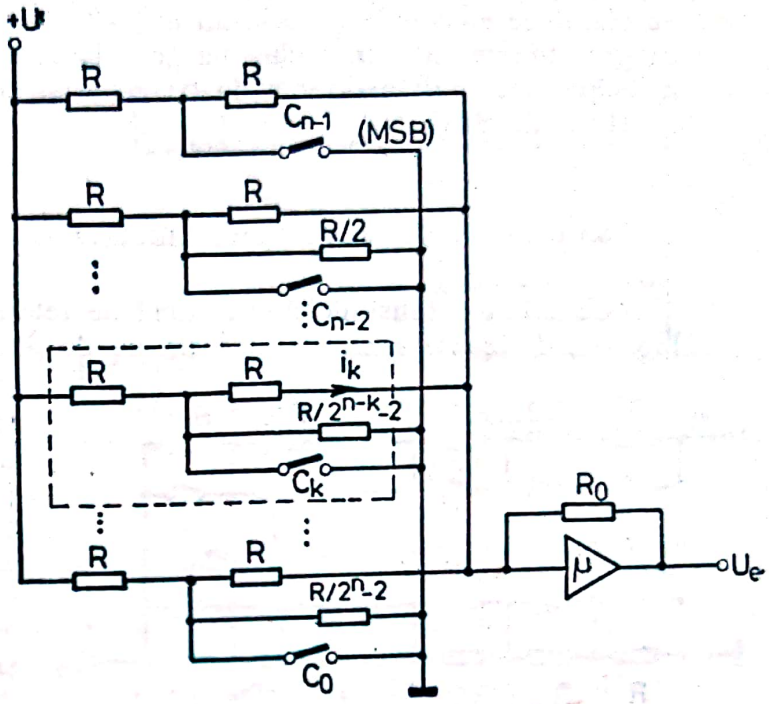


Fig. 5.1. CNA cu tensiuni ponderate.

Curentul ce trece prin amplificator, din modulul de ordinul k va fi :

$$i_k = \frac{U}{R + \dfrac{R \cdot R/2^{n-k}-2}{R+R/2^{n-k}-2}} \cdot \frac{R/2^{n-k}-2}{R + R/2^{n-k}-2} = \frac{\dfrac{U}{2^{n-k}-1}}{R + R\dfrac{1}{2^{n-k}-1}} = \frac{U}{R} 2^{k-n}. \quad (5.1)$$

Numărul binar ce se convertește are forma :

$$A_2 = a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} 2^{n-2} + \ldots + a_k \cdot 2^k + \ldots + a_0 2^0 = \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k . \quad (5.2)$$

Dacă un coeficient oarecare a_k are valoare unu, cheia C_k din figura 5.1 va fi deschisă și i_k dat de relația (5.1) trece spre amplificator. În caz contrar spre amplificator nu trece curent, astfel că se va putea scrie în general :

$$i_k = a_k \frac{U}{R} 2^{k-n},$$

urmînd ca pentru a_k să se considere valoarea pe care o are în expresia numărului ce se convertește. La ieșirea amplificatorului operațional se obține tensiunea :

$$U_e = -R_0 \sum_{k=0}^{n-1} i_k = -U \frac{R_0}{R} 2^{-n} \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k , \quad (5.3)$$

Scanned with OKEN Scanner

direct proporțională cu numărul A_2, așa cum se vede în relația (5.3) de mai sus.

Cu schema din figura 5.1 se pot realiza convertoare de precizie (0,1—0,25)%, cu timpi de conversie de ordinul a 2—3 microsecunde, pentru numere cu 12 ranguri binare, utilizînd chei cu tranzistoare bipolare. Erorile se datoresc în principal tensiunii reziduale de pe cheie și curenților de scurgere prin cheile în stare deschisă.

5.1.1.2. CNA CU DIVIZOARE REZISTIVE

Utilizînd o tensiune drept sursă de referință, un convertor numeric analogic cu divizoare rezistive are schema de principiu din figura 5.2. În schemă sînt cuprinse în serie două succesiuni de rezistoare cu valori ponderate în binar. Fiecare rezistor poate fi șuntat de o cheie electronică. Cheile care șuntează rezistoarele de aceeași valoare lucrează în contrafază; cînd una este închisă cealaltă este deschisă și invers. Se utilizează n perechi de chei dacă numărul binar ce se convertește are n ranguri. Rezistorul șuntat de o cheie oarecare C_k are valoarea $R/2^{n-k-1}$. Sursa de alimentare U este încărcată cu un curent constant i_0, indiferent de starea cheilor, deoarece rezistența totală a circuitului este constantă și egală cu:

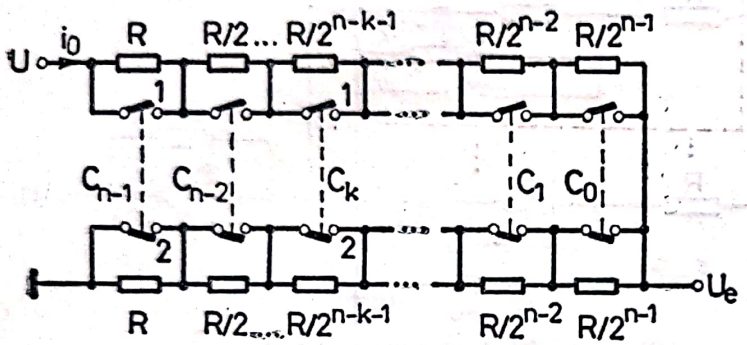


Fig. 5.2. CNA cu divizor rezistiv.

$$R_{t_i} = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{R}{2^{n-k-1}} = \frac{U}{i_0}. \tag{5.4}$$

Pe o porțiune din schemă, cu rezistoare șuntate sau nesuntate în conformitate cu valorile pe care le au cifrele binare din numărul A_2 ce se convertește, se culege tensiunea de ieșire U_e:

$$U_e = i_0 \sum_{k=0}^{n-1} a_k \frac{R}{2^{n-k-1}},$$

în care a_k are valoarea zero sau unu fiind componenta numărului A_2 (5.2). Ținînd seama de (5.4) rezultă:

$$U_e = \frac{U \sum_{k=0}^{n-1} a_k \frac{R}{2^{n-k-1}}}{\sum_{k=0}^{n-1} \frac{R}{2^{n-k-1}}} = \frac{U \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k}{\sum_{k=0}^{n-1} 2^k}, \tag{5.5}$$

Scanned with OKEN Scanner

adică o tensiune proporţională cu numărul binar A_2 aflat la numărătorul relaţiei (5.5).

În varianta prezentată în figura 5.3, acelaşi procedeu este utilizat pentru a converti numere exprimate în zecimal codat binar. Se poate observa că rezistoarele sînt ponderate conform codului 4 2 2 1 care reprezintă valorile alocate celor patru ranguri binare ale unei decade zecimale. În figură s-a prezentat doar o porţiune din schemă. Cheile C_1—C_4, ca şi în schema anterioară, închid respectiv deschid rezistenţe egale, tensiunea de ieşire culegîndu-se de pe o suită de rezistoare.

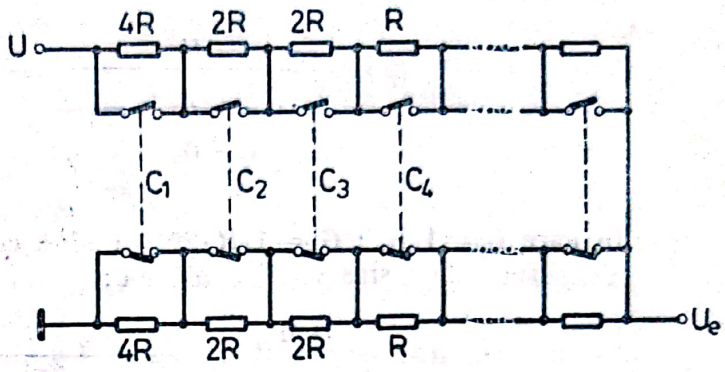


Fig. 5.3. CNA cu divizor rezistiv pentru numere în cod binar-zecimal.

Schemele prezentate se utilizează pentru conversii cu precizii de pînă la 0,1 %. Rezistenţa de trecere în starea închisă a cheii, precum şi tensiunea reziduală pe care o are cheia constituie surse de erori. Se poate observa că pentru $n=12$, la coduri binare, atunci cînd numărul ce se converteşte are 11 zerouri, 11 chei cu rezistenţă nenulă şi cu tensiuni reziduale rămîn intercalate în zona de unde se culege tensiunea de ieşire. Pentru o conversie cu eroare mai mică decît 0,1% şi tensiune de alimentare 20 V, este nevoie ca tensiunea reziduală a unei chei să fie sub 1 mV, iar rezistenţa unei chei închise să fie maximum $10^{-5}\,R$. Aceste condiţii se realizează relativ greu din care cauză precizia acestor convertoare nu este prea mare.

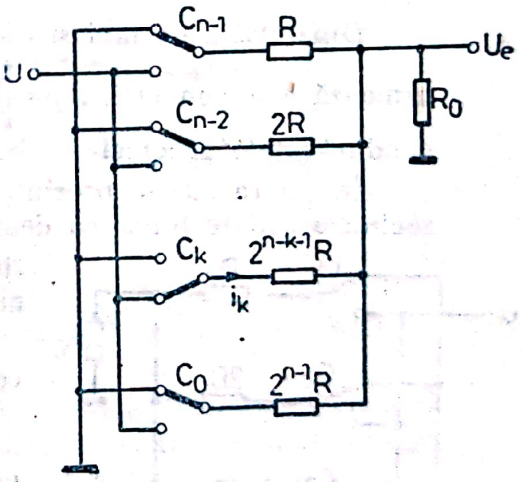


Fig. 5.4. CNA cu reţea rezistivă derivaţie.

5.1.1.3. CNA CU REŢEA REZISTIVĂ DERIVAŢIE

Eliminarea înserierii rezistenţelor cheilor conduce la creşterea preciziei conversiei. O schemă care realizează o asemenea creştere prin conectarea cheilor în circuite aflate în derivaţie se prezintă în figura 5.4 şi serveşte la conversia numerelor binare cu n ranguri utilizînd n chei electronice duble care conectează rezistoare ponderate, fie la masă, fie la sursa de alimentare de tensiune constantă. Mărimea analogică de ieşire este tensiunea U_e culeasă de pe rezistorul de sarcină R_0. Dacă numărul A_2 ce se converteşte se exprimă cu relaţia (5.2), cheia C_k este închisă spre sursă dacă a_k este unu, sau spre masă dacă a_k este zero. Determinarea

Scanned with OKEN Scanner

valorii tensiunii de ieşire se face comod calculînd tensiunea U_e pentru cazul unei singure chei conectate la sursă şi utilizînd apoi teorema superpoziţiei pentru toate cheile ce sînt conectate. Fie cheia C_k conectată la sursă. Curentul ce trece prin cheie are valoarea :

$$i_k = \frac{U}{\frac{1}{G_k} + \frac{1}{G_0 - G_k + \sum_{k=0}^{n-1} G_k}} = U \frac{G_0 - G_k + \sum_{k=0}^{n-1} G_k}{G_k + \sum_{k=0}^{n-1} G_k} G_k,$$

în care $G_0 = 1/R_0$; $G_k = 1/R \cdot 2^{n-k-1}$ sînt conductanţele rezistoarelor utilizate. Tensiunea de ieşire va fi egală cu :

$$U_e^{(k)} = a_k \frac{i_k}{G_0 + G_k + \sum_{k=0}^{n-1} G_k} = \frac{U a_k G_k}{G_0 + \sum_{k=0}^{n-1} G_k}.$$

Suprapunînd tensiunile de ieşire realizate de toate cheile comutate se obţine :

$$U_e = \frac{U}{G_0 + \sum_{k=0}^{n-1} G_k} \sum_{k=0}^{n-1} a_k G_k = \frac{2^{1-n} U}{G_0 + \sum_{k=0}^{n-1} G_k} \frac{1}{R} \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k. \qquad (5.6)$$

Din relaţia de mai sus se vede că U_e este proporţională cu numărul ce urmează a se converti, $A_2 = \sum_{k=0}^{n-1} a_k \, 2^k$, factorul de proporţionalitate cuprinzînd conductanţele schemei realizate de toate rezistoarele conectate în paralel.

În figura 5.5 se prezintă o schemă similară pentru conversia numerelor zecimale codate binar cu decade în care se utilizează ponderile 4 2 2 1. Funţionarea schemei este identică ce cea descrisă mai sus.

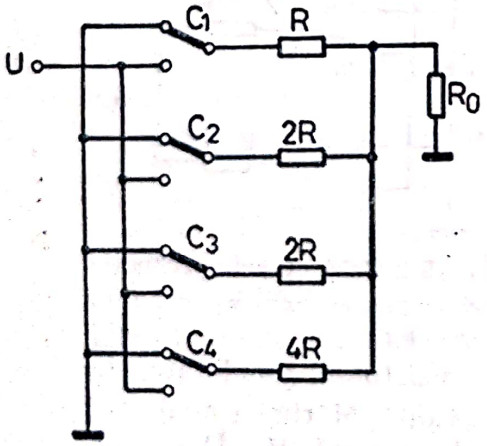


Fig. 5.5. CNA cu reţea rezistivă pentru codul binar zecimal 4221.

Atît schemele din figurile 5.4 şi 5.5, cît şi cele din figurile 5.2 şi 5.3, utilizează rezistoare ponderate, raportul valorilor extreme ale rezistenţelor fiind 2^{n-1}. Pentru conversia numerelor mari ($n = 10$; 12) se vor utiliza rezistoare de valori cuprinse între $R_{min} = R$ şi $R_{max} = 2^{n-1}R$. Pentru a se putea neglija rezistenţa R_s a unei chei în stare închisă este necesar ca $R_s < R_{min} \, 10^{-5}$, iar pentru a se putea neglija curentul de scurgere printr-o cheie deschisă, este nevoie ca rezistenţa R_p a cheii în stare deschisă să fie cel puţin de zece ori mai mare ca cea mai mare rezistenţă ; $R_p = 10 \cdot R_{max}$.

Scanned with OKEN Scanner

De aici se vede că :

$$\frac{R_p}{R_s} = 10^6 \frac{R_{max}}{R_{min}}$$

și pentru $n=12$, rezultă $R_p/R_s=2\cdot10^9$ drept raport între rezistențele prezentate de o cheie în stare deschisă, respectiv închisă. Valorile raportului sînt mari și deosebit de dificil de realizat. Din această cauză se preferă scheme în care rezistențele conectate să aibă valorile extreme cît mai puțin diferite.

5.1.1.4. CNA CU REZISTOARE ÎN SCARĂ

În figura 5.6 se prezintă un convertor care utilizează doar două valori pentru rezistențe, R și $2R$, conectate într-o schemă în scară care realizează divizarea curenților. Ca și în celelalte scheme, dacă în expresia binară a numărului A_2, a_k are valoarea unu, cheia C_k va fi conectată la sursa de tensiune și în caz contrar la masă. Observăm că schema conține n rezistoare egale cu $2R$ conectate în serie cu n chei la n noduri realizate de înserierea a $n-1$ rezistoare de valoarea R și a două rezistoare de valoare $2R$, una dintre acestea constituind rezistența de sarcină unde apare tensiunea de ieșire U_e. Observăm de asemenea că la orice nod se întîlnesc trei porțiuni de schemă fiecare avînd rezistența echivalentă $2R$. Aceasta înseamnă că în fiecare nod, un curent care vine se divide în doi curenți egali. Dacă cheia C_k este conectată la sursă, prin cheie va trece curentul :

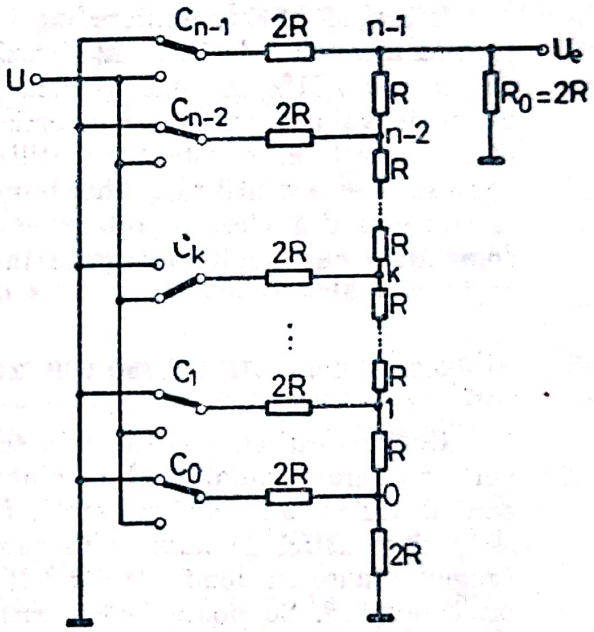


Fig. 5.6. CNA cu rezistoare R $2R$.

$$i_k = \frac{a_k U}{2R + \frac{2R\cdot 2R}{2R+2R}} = \frac{a_k U}{3R}. \qquad (5.7)$$

Acest curent se divide în două în nodul k. Componenta care merge în sus se va divide în continuare în componente egale la fiecare nod întîlnit, astfel că, deoarece în total de la nodul k la nodul $n-1$ sînt $n-k$ noduri, curentul ce trece prin rezistența de sarcină R_0 va fi :

$$i_0^{(k)} = \frac{a_k i_k}{2^{n-k}},$$

iar tensiunea de ieșire :

$$U_e^{(k)} = i_0\, 2R = \frac{2\,Ra_k\,U}{3R\;2^{n-k}} = \frac{a_k U}{3\cdot 2^{n-1}} 2^k.$$

Scanned with OKEN Scanner

Pentru un număr binar $A_2 = \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k$, aplicînd teorema superpoziției se obține:

$$U_e = \frac{U}{3 \cdot 2^{n-1}} \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k, \tag{5.8}$$

adică o tensiune proporțională cu numărul A_2.

Schema prezentată în figura 5.6 se bucură de bune calități, rezistența cheii putînd fi parțial compensată astfel că erorile vor apare în principal datorită tensiunilor reziduale de pe cheile închise și curenților de scurgere prin cheile deschise. Deoarece rezistoarele conectate prin chei au valori egale, pretențiile față de raportul rezistenței cheii în stare deschisă față de valoarea rezistenței în stare închisă sînt mai scăzute, din acest motiv obținîndu-se precizii mai bune. La aceasta contribuie și faptul că rezistoarele utilizate sînt doar de două valori, construcția lor precisă fiind relativ ușor de realizat.

Utilizînd chei unipolare cu tranzistoare J-FET cu rezistență în stare închisă mai mică de 15 ohmi și rezistoare în rețea de 20, respectiv 40 Kohmi de precizie 0,01% se poate realiza un convertor cu precizie de 0,05%. Pentru astfel de valori durata de conversie este în general sub o microsecundă crescînd cu creșterea rezistențelor utilizate. Fiind o schemă alimentată la tensiune constantă se pot utiliza și chei bipolare cu tensiune reziduală de maxim 2 mV și comenzi din circuite integrate TTL sau chei cu tranzistoare MOS-FET comandate cu circuite integrate în tehnica MOS.

5.1.1.5. CNA CU DIVIZOR REZISTIV COMBINAT

Convertorul cu rezistoare în scară R, $2R$ poate fi modificat pentru a converti numere zecimale codate binar după ponderi precizate ale cifrelor binare care alcătuiesc o decadă zecimală. În figura 5.7 se prezintă o schemă de conversie pentru astfel de numere în care fiecare decadă este constituită din patru ranguri binare cu ponderile 4 2 2 1, scheme similare putîndu-se construi pentru orice ponderi. Se poate vedea asemănarea ce există între această schemă și cea din figura 5.3, tensiunea de ieșire fiind culeasă de pe o suită de rezistoare dintre care unele sînt șuntate iar altele nu, în funcție de configurația numărului ce se convertește. Deosebirea ce apare în figura 5.7 constă pe de o parte în rezistoarele șuntate de chei, acestea avînd toate aceeași valoare, R și pe de altă parte în prezența unor rezistoare montate transversal. Valorile acestor rezistoare se determină pentru fiecare cod în parte. În figura 5.7 s-a prezentat în stînga decada de rang maxim, iar în partea dreaptă decada de rang minim. Rezistența prezentată de ultima decadă este independentă de poziția cheilor C_1, C_2, C_3 și C_4, deoarece fiecare cheie șuntează un rezistor și introduce în circuit un altul de aceeași valoare. Curentul i_1 care intră în ultima decadă se divide în două părți egale în punctul a, o divizare de asemenea în două părți egale fiind realizată și în punctul b. Recombinarea jumătăților de curent se realizează în punctele c, respectiv d. Din acest motiv căderea de tensiune pe rezistența R dintre ieșire și d este de două ori mai mică decît căderea de

tensiune pe rezistența R dintre d și c și de patru ori mai mică decît căderea de tensiune dintre c și intrare. În acest mod se justifică următoarea expresie a tensiunii de ieșire :

$$U_e=(C_1R+2C_2R+2C_3R+4C_4R)\,i_1=i_1R\,(C_1+2C_2+2C_3+4C_4), \qquad (5.9)$$

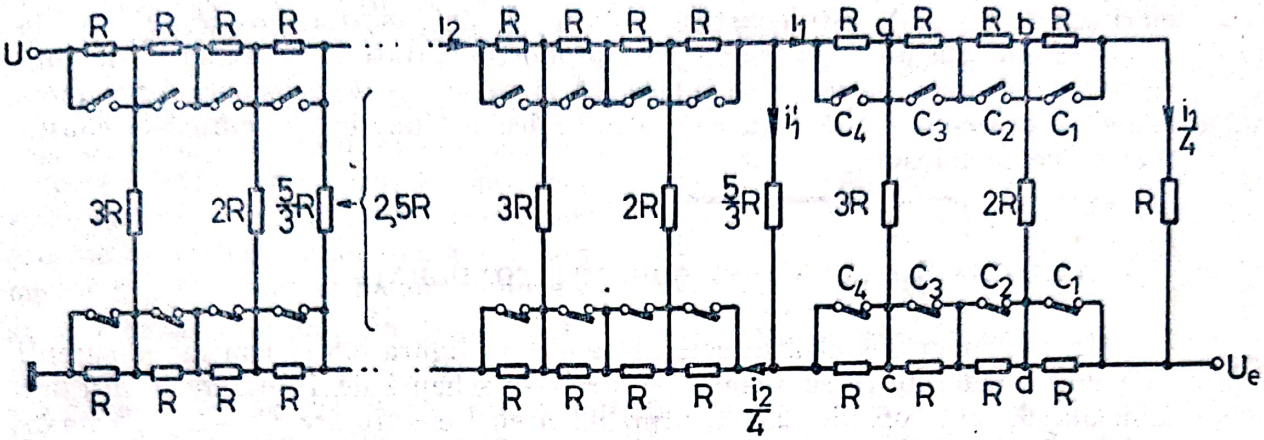


Fig. 5.7. CNA cu rezistoare R $2R$ pentru cod binar zecimal 4221.

care scoate în evidență faptul că tensiunea U_e este proporțională cu valoarea ultimului rang zecimal constituit din cele patru ranguri binare C_1, C_2, C_3, C_4, acestea avînd ponderile 1 2 2 4. Aici pentru simplificarea expunerii s-au notat cu C_1, C_2, C_3, C_4 atît cheile electronice cît și simbolurile binare care alcătuiesc decada ultimă.

Toate celelalte decade se construiesc în mod asemănător, identice între ele și spre deosebire de ultima, se termină în dreapta cu o rezistență de $5R/3$ cu care se conectează în derivație decada care urmează. Deoarece ultima decadă este văzută de penultima decadă ca o rezistență egală cu 2,5 R, împreună cu $5R/3$ va da o rezistență echivalentă de valoare R, ceea ce face ca comportarea decadei penultime să fie analoagă cu comportarea ultimei, ambele terminîndu-se cu rezistențe egale cu R. Expresia (5.9) va fi în consecință valabilă cu observația că i_1 va trebui înlocuit cu curentul i_2 ce intră în penultima decadă. Valoarea curentului i_2 se determină observînd că prin rezistența $5R/3$ va circula curentul :

$$i_1'=i_1\cdot 2{,}5R\cdot\frac{3}{5R}=1{,}5\,i_1,$$

ceea ce înseamnă că :

$$\frac{i_2}{4}=i_1+i_1'\Rightarrow i_2=4\,(i_1+i_1')=10\,i_1\,.$$

Curentul i_2 fiind de 10 ori mai mare decît curentul i_1 din decada penultimă, relevă caracterul decadic al numerelor care se convertesc.

Avantajele convertorului cu rezistoare în scară se mențin și pentru convertorul prezentat mai sus.

Scanned with OKEN Scanner

5.1.2. CNA AVÎND DREPT SURSĂ DE REFERINȚĂ UN CURENT

În această categorie de convertoare directe intră acele convertoare în care mărimea de referință este constituită de un curent, mărimea de ieșire fiind în continuare o tensiune. Obținerea unei proporționalități între numărul de convertit și tensiunea de ieșire se realizează și în aceste convertoare prin rețea de rezistoare comandate prin chei electronice în funcție de semnalele constituente ale numărului.

5.1.2.1. CNA CU SURSĂ DE CURENȚI PONDERAȚI

Un convertor des utilizat este prezentat în figura 5.8 și conține n curenți cu valori ponderate ce se conectează printr-o schemă de însumare la intrarea unui amplificator operațional μ, utilizînd n chei electronice $C_0 - C_{n-1}$, comandate de componentele $a_{n-1}\ a_{n-2}\ a_{n-3} \ldots a_1 a_0$ ale numărului binar A_2 ce urmează a se converti. Tensiunea furnizată de amplificator la ieșire va fi :

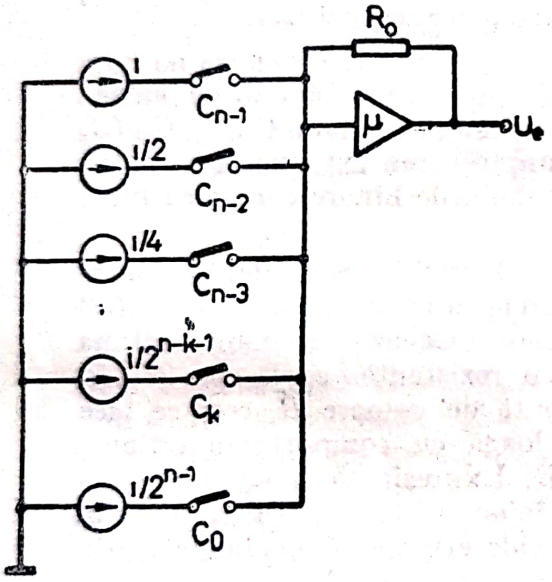


Fig. 5.8. CNA cu curenți ponderați.

$$U_e = R_0 \sum_{k=0}^{n-1} a_k i_k$$

și deoarece

$$i_k = i/2^{n-k-1}$$

va rezulta

$$U_e = R_0 \sum_{k=0}^{n-1} a_k i 2^{k+1-n} = 2^{1-n} R_0 i \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k, \tag{5.10}$$

ceea ce pune în evidență proporționalitatea dintre tensiunea de ieșire U_e și numărul $A_2 = \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k$ ce se convertește.

De cele mai multe ori curenții ponderați se realizează dintr-o tensiune constantă U și n rezistențe ponderate, așa cum se vede în figura 5.9. Se poate observa o mare asemănare cu schema din figura 5.4, din care motiv deficiențele prezentate de acea schemă se păstrează și aici. Necesitatea utilizării unor chei simple rămîne totuși un avantaj al schemei, căruia i se adaugă și posibilitatea conectării cheilor la potențial scăzut, urmată de scheme comode de comandă. Raportul mare dintre valorile extreme ale rezistențelor constituie principalul dezavantaj. Schema se poate utiliza în aceeași formă pentru conversia numerelor zecimale codate binar dacă rezistențele sînt ponderate în mod corespunzător.

Scanned with OKEN Scanner

Utilizînd rezistoare cu toleranțe $\pm 0{,}05\%$ și tensiune de referință de 0,01% se pot obține precizii la conversia numerelor cu 10—12 biți de pînă la 0,1% la durate de conversie de ordinul cîtorva microsecunde.

5.1.2.2. CNA CU CURENȚI DE REFERINȚĂ DE VALOARE UNICĂ

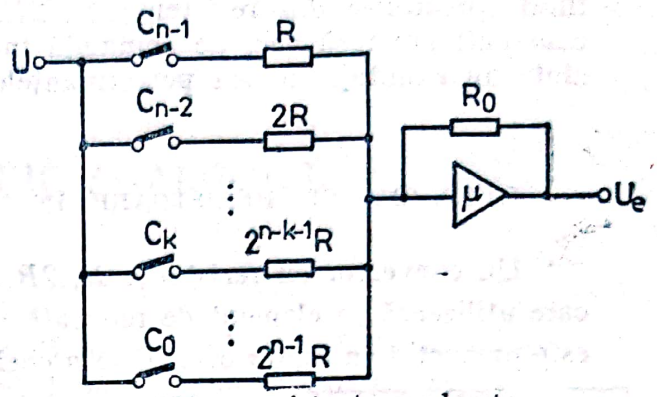


Fig. 5.9. CNA cu rezistențe ponderate.

Construcția unui convertor în care toți curenții de referință au aceeași valoare devine interesantă, deoarece este posibilă creșterea performanțelor schemei prin alegerea adecvată a valorii curentului așa încît cheia de comutare să se comporte optim. În figura 5.10 se prezintă un astfel de convertor pentru numere binare. El constă din n curenți conectați prin n chei electronice într-o rețea rezistivă din rezistențe R, $2R$, ieșirea fiind constituită de rezistența R din partea superioară a schemei.

Pentru $a_k=1$ în numărul $A_2=\sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k$ ce se convertește, cheia C_k se închide și curentul i intră în nodul k, unde sesizează spre masă o rezistență egală cu $\frac{2}{3}R$, indiferent de nod, deoarece se întîlnesc trei rezistențe. Una egală cu $2R$ cuplată direct la masă, alta reprezentată de schema inferioară egală tot cu $2R$ și a treia oferită de partea superioară a schemei egală de asemenea cu $2R$. Curentul i se va împărți în trei părți egale. Componenta din susul schemei este singura interesantă, deoarece, divizîndu-se în cîte două părți egale în fiecare nod întîlnit va da pe rezistența R o tensiune de ieșire de valoare $U_e=i_1R$. Numărul de noduri în care se realizează divizarea curentului prin doi este $n-k-2$, în nodul ultim $n-1$ nemaiexecutîndu-se divizarea. Din aceste considerente rezultă :

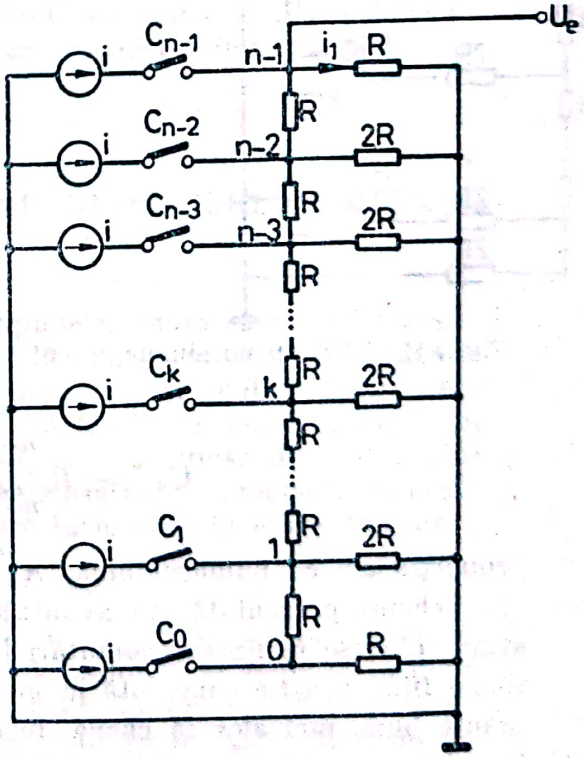


Fig. 5.10. CNA cu curenți egali.

$$U_e=\frac{a_k i}{3}R\cdot\frac{1}{2^{n-k-2}}\cdot$$

Pentru toate cheile închise, conform configurației numărului A_2, rezultă prin suprapunere :

$$U_e=\frac{iR}{3}\sum_{k=0}^{n-1}\frac{a_k}{2^{n-k-2}}=\frac{2^{2-n}iR}{3}\sum_{k=0}^{n-1}a_k 2^k. \quad (5.11)$$

Scanned with OKEN Scanner

Din relația (5.11) se vede că U_e este proporțională cu numărul binar A_2. Între schema din figura 5.10 și cea din figura 5.6 sînt asemănări, în ambele scheme cheile electronice trebuind să închidă curenți egali, ambele scheme fiind constituite din rezistențe R, $2R$. Convertorul cu curenți de referință constanți are însă chei de comandă mai simple, ceeea ce ar putea să reprezinte un avantaj. În rest performanțele obținute sînt asemănătoare.

5.1.2.3. CNA CU REZISTOARE ÎN SCARĂ INVERSATĂ

Un convertor cu rezistențe R, $2R$, ca și cele din figurile 5.6 și 5.10, dar care utilizează ca element de referință un singur curent de valoare constantă, este prezentat în figura 5.11. Cele n chei de comutare cuplează rezistoarele $2R$ sau la masă, sau la intrarea unui amplificator operațional a cărui ieșire furnizează tensiunea ce reprezintă mărimea analogică în care se convertește numărul binar $A_2 = \sum_{k=0}^{n-1} a_k a^k$.

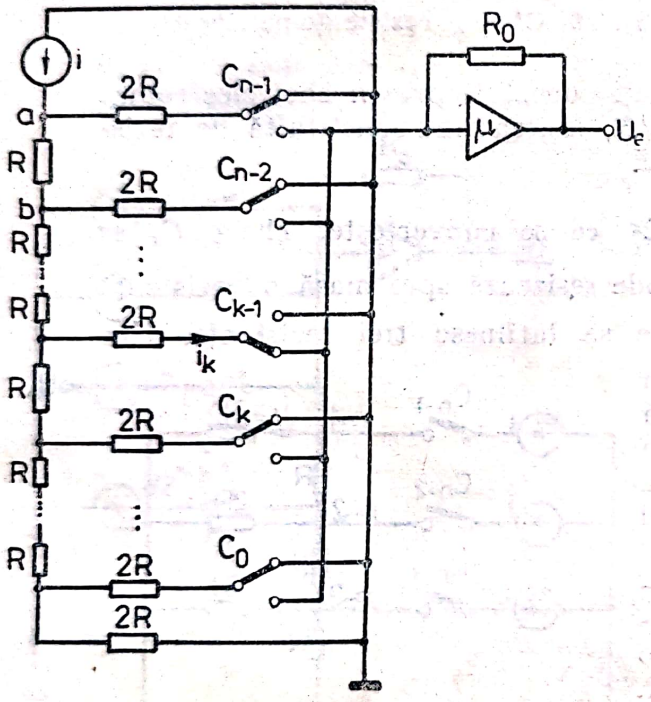


Fig. 5.11. CNA cu un singur curent.

În figură se poate observa că în fiecare nod, începînd de la a prin b în jos, curentul se divide prin doi. Cheia C_k, închisă atunci cînd în numărul A_2 termenul $a_k = 1$, este situată în dreptul nodului al $n-k$-lea. Din acest motiv curentul ce trece spre amplificatorul operațional prin cheia C_k va fi :

$$i_k = \frac{a_k i}{2^{n-k}} = \frac{a_k i}{2^n} 2^k .$$

Însumînd pentru toți curenții ce se adună la borna amplificatorului rezultă tensiunea de ieșire :

$$U_e = -R_0 \sum_{k=0}^{n-1} a_k i_k = \frac{-iR_0}{2^n} \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k , \qquad (5.12)$$

proporțională cu numărul binar A_2.

Schema prezentată are avantajul de a nu modifica valoarea curentului i atunci cînd se realizează comutări în schemă, intrarea amplificatorului operațional fiind practic conectată la masă. Din acest motiv se pot obține performanțe bune mai ales că cheile lucrează la potențial nul. Utilizînd chei cu tranzistoare cu efect de cîmp cu rezistență de trecere de ordinul a 20—30 ohm,

Scanned with OKEN Scanner

valoare ce se poate cel puțin parțial compensa, se pot obține conversii cu precizia +0,01% dacă temperatura de lucru nu variază cu mai mult de ±10 °C.

5.2. CONVERTOARE NUMERIC ANALOGICE CU FUNCȚIONARE SERIE

Dacă numărul ce urmează a se converti în mărime analogică este disponibil în forma serie, adică sosește ritmic bit după bit, convertoarele prezentate pînă acum trebuie să fie dotate cu un registru de recepție cu intrare serie și ieșire derivație. Viteza mare de conversie a schemelor este neutilizată dacă sosirea numărului se face în timp lung. În astfel de cazuri pot deveni interesante convertoarele care execută conversia pe măsură ce sosește numărul și în ritmul în care acesta este recepționat. Asemenea convertoare au o funcționare în serie condusă de un sistem de impulsuri de tact care fixează ritmul de recepție a numărului și de execuție a conversiei. De cele mai multe ori pretențiile asupra frecvenței acestor impulsuri de tact sînt foarte ridicate, precizia conversiei depinzînd direct de păstrarea constantă a intervalului dintre două impulsuri de tact. Trebuie să remarcăm că funcționarea serie a instalației de conversie îi conferă o complexitate independentă de numărul biților din care se compune numărul ce se convertește, fapt ce are uneori importanță.

5.2.1. CNA CU EGALIZAREA SARCINII UNOR CONDENSATOARE

Funcționarea serie a convertoarelor presupune memorarea valorilor sosite ale componentelor numărului, cel puțin pînă la sosirea ultimei componente. În toate schemele ce se vor prezenta, această memorare se realizează în forma unei sarcini electrice înmagazinată în condensatoare de bună calitate. În figura 5.12 se prezintă o schemă de conversie serie compusă din patru chei de comandă notate T_1, T_2, T_3, T_4, din trei condensatoare de memorare notate C_1, C_2, C_3 și un amplificator operațional μ care furnizează la ieșire tensiunea U_e proporțională cu numărul binar $A_2 = \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k$.

Numărul A_2 sosește bit după bit, începînd cu rangul cel mai puțin semnificativ, la intervale de timp egale cu τ. Această perioadă se împarte în două jumătăți. În prima jumătate sînt activate cheile T_1 sau T_2 în funcție de componenta numărului ce sosește, iar în a doua jumătate se activează cheia T_3. La sfîrșitul conversiei se închide cheia T_4.

Scanned with OKEN Scanner

Analizăm comportarea schemei în cazul sosirii bitului de ordinul k, primul bit sosit fiind cel de ordinul zero. La sfîrşitul primei jumătăţi a perioadei τ condensatorul C_1 se găseşte încărcat cu sarcina $Q_1 = a_k U C_1$, a_k fiind valoarea bitului sosit, U tensiunea de alimentare, iar C_1 capacitatea condensatorului. Dacă $a_k = 1$, a fost închisă cheia T_1 şi condensatorul C_1 s-a încărcat pînă la tensiunea U; dacă $a_k = 0$ a fost închisă cheia T_2 şi condensatorul se va găsi descărcat.

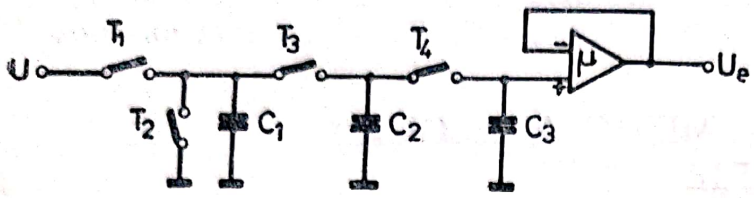


Fig. 5.12. CNA serie cu egalizarea sarcinii.

După ce a acţionat T_1 sau T_2, cu o pauză care să nu permită suprapunerea acţiunilor, se închide în a doua jumătate a perioadei τ cheia T_3. Condensatorul C_2 este conectat în paralel cu condensatorul C_1, ambele avînd aceeaşi capacitate. Dacă sarcina condensatorului C_2, înaintea închiderii cheii T_3, a fost $Q_2^{(k-1)}$, după terminarea procesului de egalizare a sarcinii pe cele două condensatoare, fiecare va fi încărcat cu cantitatea de electricitate.

$$Q_2^{(k)} = \frac{a_k \cdot C_1 \cdot U + Q_2^{(k-1)}}{2}. \tag{5.13}$$

Procesele decurg în modul analizat mai sus începînd de la $k = 0$ pînă la $k = n-1$, de-a lungul a n tacte. După ultimul tact se va închide cheia T_4 care va permite încărcarea condensatorului C_3 pînă la tensiunea:

$$U_0 = \frac{Q_2^{(n-1)}}{C_1 + C_3}.$$

Amplificatorul operaţional μ funcţionează ca repetor de tensiune cu impedanţă de intrare foarte mare transmiţînd la ieşire o tensiune U_e egală cu U_0.

Relaţia (5.13) aplicată pentru primele tacte conduce la:

$$Q_2^{(0)} = \frac{a_0 C_1 U}{2}; \quad Q_2^{(1)} = \frac{a_1 C_1 U + \frac{a_0 C_1 U}{2}}{2} = \frac{a_1 C_1 U}{2} + \frac{a_0 C_1 U}{4}$$

$$Q_2^{(2)} = \frac{a_2 C_1 U + \frac{a_1 C_1 U}{2} + \frac{a_0 C_1 U}{4}}{2} = \frac{a_2 C_1 U}{2} + \frac{a_1 C_1 U}{4} + \frac{a_0 C_1 U}{8}$$

$$\vdots$$

$$Q_2^{(k)} = \frac{a_k C_1 U}{2} + \frac{a_{k-1} C_1 U}{4} + \frac{a_{k-2} C_1 U}{8} + \ldots + \frac{a_0 C_1 U}{2^{k+1}}$$

şi în final

$$Q_2^{(n-1)} = C_1 U \left(\frac{a_{n-1}}{2} + \frac{a_{n-2}}{4} + \frac{a_{n-3}}{8} + \ldots + \frac{a_k}{2^{n-k}} + \ldots + \frac{a_0}{2^n} \right),$$

Scanned with OKEN Scanner

sau într-o altă formă :

$$Q_2^{(n-1)} = \frac{C_1 U}{2^n}(a_{n-1}2^{n-1} + a_{n-2}2^{n-2} + \ldots + a_k 2^k + \ldots + a_0) = \frac{C_1 U}{2^n}\sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k,$$

ceea ce înseamnă că tensiunea de ieșire

$$U_e = \frac{Q_2^{(n-1)}}{C_1 + C_3} = \frac{C_1}{C_1 + C_3}\frac{U}{2^n}\sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k \qquad (5.14)$$

este proporțională cu numărul binar A_2.

Caracteristicile convertorului prezentat sînt deosebit de favorabile dacă se utilizează condensatoare C_1 și C_2 de egală capacitate în limitele preciziei $\pm 0{,}05\%$, dacă condensatoarele utilizate au pierderi în dielectric reduse și dacă se utilizează chei realizate cu tranzistoare cu efect de cîmp. Rezistența de trecere a cheilor electronice în stare închisă influențează asupra vitezei de conversie, deoarece perioada τ trebuie să fie suficient de mare pentru ca încărcările și egalizările de sarcină să se termine. Acceptînd rezistența de încărcare de ordinul a 1 000 ohmi și capacități de 1 000 pF, rezultă constante de timp de 10^{-6} secunde. Pentru o încărcare pînă la tensiunea maximă cu o eroare mai mică decît 0,01% este necesar un timp de încărcare de cel puțin $10\,\tau$ ceea ce conduce la $\tau = 2 \cdot 10^{-5}$ secunde și la o durată totală de conversie de 250 microsecunde pentru numere cu 12 biți. Reducerea duratei sub această valoare este dificilă nu atît din cauza încărcării condensatoarelor cît din cauza timpului de comutare a cheilor electronice.

Precizia conversiei depinde și de rezistența în stare deschisă a cheilor din care cauză este bine a se utiliza tranzistoarele cu efect de cîmp, în special a celor din tehnologia MOS, pentru rezistențele deosebit de mari pe care le prezintă în stare de blocare. Convertoarele realizate cu grijă ating precizii de pînă la 0,1%, îmbunătățiri fiind în general greu de realizat.

5.2.2. CNA CICLIC

Un convertor de tip serie cu performanțe mai bune se construiește cu schema din figura 5.13 utilizînd opt chei electronice $T_1 - T_8$, trei condensatoare C_1, C_2, C_0 și două amplificatoare operaționale, primul cu amplificarea 1/2 acționat la intrare prin două rezistoare R într-o schemă de însumare, iar al doilea ca repetor de tensiune pentru a furniza tensiunea de ieșire U_e.

Cheile T_1 și T_2 sînt acționate de simbolurile binare a_0, a_1, a_2, a_3, ... ale numărului ce se convertește. Dacă un simbol oarecare a_k este unu, se închide T_1, iar dacă este zero, se închide T_2. În acest fel la intrarea amplificatorului operațional μ_1 se aduce în tactul în care sosește simbolul a_k un curent egal cu :

$$i^{(k)} = \frac{a_k U}{R}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Cheile T_4, T_5, T_6 și T_7 lucrează alternativ. O perioadă se închid T_4 și T_7, iar o altă perioadă se închid T_5 și T_6. În prima perioadă C_1 se încarcă de la ieșirea amplificatorului operațional μ_1 și C_2 alimentează prin R intrarea în acesta, iar în perioada următoare C_2 se încarcă de la amplificatorul operațional, iar C_1 alimentează intrarea. Curentul ce trece de la oricare din aceste două condensatoare la intrarea amplificatorului în perioada k este:

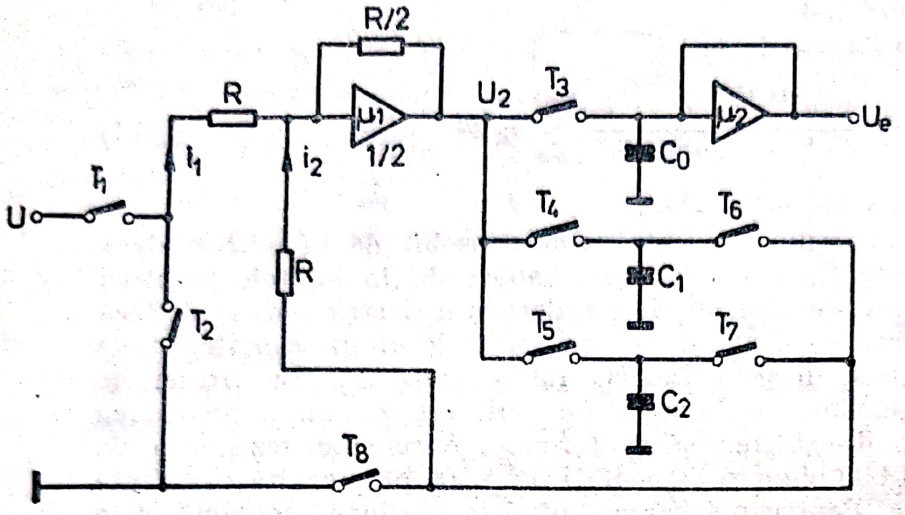


Fig. 5.13. CNA serie ciclic.

$$i_2^{(k)} = \frac{U_2^{(k-1)}}{R},$$

deoarece este determinat de tensiunea din punctul U_2 realizată la ieșirea amplificatorului μ_1 în etapa anterioară.

Tensiunea U_2 în etapa k rezultă din amplificarea egală cu 1/2 cu care lucrează amplificatorul μ_1, în circuitul de reacție fiind conectată rezistența $R/2$.

$$U_2^{(k)} = (i_1 + i_2)\frac{R}{2} = \frac{a_k U + U_2^{(k-1)}}{2}. \qquad (5.15)$$

După ce au sosit toate componentele numărului A_2, se va închide T_3 pentru a se încărca C_0 și a se transmite la ieșire ultima valoare obținută, se vor închide T_6, T_7 și T_8 pentru a se descărca condensatoarele C_1 și C_2, pregătind astfel schema pentru o nouă conversie.

Considerînd neîncărcate condensatoarele C_1 și C_2 la începutul conversiei și aplicînd succesiv relația (5.15) se obține:

$$U_2^{(0)} = \frac{a_0 U}{2}; \quad U_2^{(1)} = \frac{a_1 U + \frac{a_0 U}{2}}{2} = \frac{2a_1 U + a_0 U}{4}$$

$$U_2^{(2)} = \frac{a_2 U + \frac{2a_1 U + a_0 U}{4}}{2} = \frac{4a_2 U + 2a_1 U + a_0 U}{8},$$

iar pentru perioada k

$$U_2^{(k)} = \frac{a_k U + U_2^{(k-1)}}{2} = \frac{2^k a_k U + 2^{k-1} a_{k-1} U + 2^{k-2} a_{k-2} U + \ldots + 2 a_0 U}{2^{k+1}}$$

Scanned with OKEN Scanner

și în final

$$U_2^{(n-1)} = \frac{a_{n-1}U + U_2^{(n-2)}}{2} = \frac{2^{n-1}a_{n-1}U + 2^{n-2}a_{n-2}U + \ldots + 2^0 a_0 U}{2^n}$$

$$U_2^{(n-1)} = \frac{U}{2^n}\sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k . \qquad (5.16)$$

Tensiunea de ieșire va fi tocmai tensiunea U_2 cu care se va încărca condensatorul C_0 la sfîrșitul ciclului de conversie, proporțională, așa cum rezultă din (5.16) cu numărul binar $A_2 = \sum_{k=0}^{n-1} a_n 2^k$.

Conversia realizată în schema din fig. 5.13 are durata de conversie de două ori mai scurtă decît convertorul cu egalizare de sarcină, deoarece se utilizează o funcționare în două cicluri și nu mai este necesară divizarea perioadei τ în jumătăți. Creșterea vitezei se plătește prin creșterea complexității, schema utilizînd de două ori mai multe chei de comutare. Precizia convertorului nu este influențată de precizia condensatoarelor C_1 și C_2, singura cerință impusă acum acestora este ca să aibă rezistență de izolație mare și absorbție dielectrică redusă și să-și păstreze capacitatea de-a lungul unei perioade de conversie. Pentru amplificatorul operațional μ_1 rezultă condiții grele de lucru, el trebuind să asigure încărcarea rapidă a condensatoarelor C_1 și C_2. Precizia amplificării cu 1/2 a acestui amplificator va influența precizia întregii conversii. Rezistențele în conducție ale cheilor de comutare nu prezintă decît importanță relativ la vitezele de încărcare a condensatoarelor, de aceea se pot utiliza tranzistoare cu efect de cîmp cu diferențe de rezistențe de trecere de pînă la 10%. Rezistența în stare deconectată a oricărei chei trebuie să fie însă mare pentru a se neglija curentul de scurgere prin ea. Utilizarea tranzistoarelor MOS este comodă dacă dispozitivul de comandă a cheilor este construit cu elemente logice din aceeași tehnologie. Cu rezistența R de precizie în limitele a $\pm 0{,}01\%$ se poate realiza conversia serie cu eroare de pînă la 0,05% sau chiar mai mică.

Literatura de specialitate tratează și alte scheme de conversie serie. În aparatura numerică de măsură asemenea convertoare sînt mai rar utilizate în primul rînd datorită funcționării începînd cu bitul cel mai puțin semnificativ, cele mai multe instalații fiind construite pentru a genera și a utiliza numere începînd cu bitul cel mai semnificativ.

5.3. CONVERTOARE PENTRU CODURI SPECIALE

În capitolele de mai sus au fost prezentate convertoare numeric analogice pentru numere exprimate în sistemul binar direct sau în zecimal codate binar, aceste două tipuri de numere fiind frecvent utilizate. Pentru conversia numeric analogică a numerelor care exprimă mărimi în alte coduri decît cele amintite, se utilizează în general aceeași tehnică cu modificări care țin seama de codul utilizat la scrierea numărului.

Scanned with OKEN Scanner

5.3.1. CNA PENTRU CODUL „CU 3 ÎN EXCES"

Codul „cu 3 în exces" seamănă mult cu codul binar direct, fiecare număr din cod fiind reprezentarea binară a unui număr mai mare cu trei unități din codul binar direct. De aici rezultă mecanismul de conversie care impune să se extragă trei unități din orice număr. Utilizînd, spre exemplu, schema din figura 5.4 punctul comun al rezistoarelor ponderate ar urma să fie conectat permanent la o sursă de $-U$ volt printr-o rezistență de trei ori mai mică decît rezistența conectată de cheia corespunzătoare celui mai puțin semnificativ bit. Aceeași observație se poate face și referitor la figura 5.8 sau 5.9, ambele putînd fi ușor aduse la o funcționare pentru codul „cu 3 în exces".

5.3.2. CNA PENTRU CODUL BIPOLAR BINAR DEPLASAT

Codul binar deplasat se utilizează pentru numere cu semn. Conversia acestor numere trebuie să ofere o mărime analogică cu semn, deoarece codul utilizat exprimă valoarea zero prin valoarea unu pentru cel mai semnificativ bit și prin valoarea zero pentru ceilalți biți, o schemă simplă de conversie ar putea fi cea din figura 5.4 completată cu un rezistor de valoare R conectată permanent în punctul comun rezistențelor ponderate și la o sursă cu tensiunea $-U$. În acest fel se aduce la punctul de însumare a curenților un curent egal cu U/R, egal și de semn contrar celui adus de cel mai semnificativ bit, C_{n-1}, realizînd în acest fel deplasarea tensiunii de ieșire în același mod în care sînt deplasate și numerele în cod.

Convertorul din figura 5.8, cu sumă de curenți ponderați, se poate de asemenea utiliza pentru conversia codului binar deplasat dacă în punctul de însumare a curenților se aduce permanent un curent de semn contrar celorlalți și de valoare egală cu i, atît cît este și curentul corespunzător celui mai semnificativ bit.

5.3.3. CNA PENTRU CODUL BINAR CU SEMN ȘI AMPLITUDINE

Un cod binar cu semn și amplitudine are un bit de semn și o suită de biți care exprimă în codul binar direct modulul numărului. Pentru a se converti un asemenea cod într-o mărime analogică se vor putea utiliza schemele din figurile 5.1—5.9, 5.11, dacă bitul de semn va comanda cuplarea la intrarea schemei de conversie sau a tensiunii $+U$, respectiv a curentului i atunci cînd

Scanned with OKEN Scanner

are valoarea unu, sau a tensiunii $-U$, respectiv a curentului $-i$ atunci cînd are valoarea zero. În acest fel se va schimba în mod corespunzător semnul mărimii analogice de la ieşirea convertorului.

Se poate observa că atît succesiunea 1 000.. 00 cît şi succesiunea 0000..00 vor da tensiuni la ieşire nule, aşa cum este şi structura codului cu semn şi amplitudine care are pentru valoarea zero două reprezentări.

5.3.4. CNA PENTRU CODURILE COMPLEMENTULUI LUI DOI ŞI COMPLEMENTUL LUI UNU

Conversia codului complement al lui doi se face comod cu schemele din figurile 5.4 şi 5.9 dacă bitul cel mai semnificativ din număr comandă cheia C_{n-1} care conectează rezistenţa ponderată R la o sursă cu tensiunea $-U$. În acest fel, atunci cînd a_{n-1} are valoarea unu, deci pentru numerele negative, în punctul de însumare a curenţilor se aduce cel mai mare curent cu valoare negativă. Din acest motiv se schimbă semnul sumei curenţilor şi deci semnul tensiunii la ieşire. Configuraţia celorlalţi biţi din număr este corespunzătoare numeraţiei în codul binar direct şi deci asupra lor nu trebuie să se intervină.

Codul complement al lui unu diferă de codul complement al lui doi doar pentru valorile negative, în primul cod fiind succesiuni cu un Bm mai mici decît în al doilea. Din acest motiv conversia codului complement al lui unu se face cu aceeaşi schemă ca şi conversia codului complement al lui doi, cu deosebirea că bitul cel mai semnificativ va comanda cheia C_{n-1} şi prin aceasta cuplarea la sursa cu tensiunea negativă $-U$ a rezistanţei R' avînd valoarea dată de relaţia:

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} - \frac{2^{n-1}}{R}. \qquad (5.17)$$

Relaţia (5.17) scoate în evidenţă că prin C_{n-1} se conectează un curent negativ de valoare egală cu diferenţa dintre curentul corespunzător celui mai semnificativ bit şi curentul celui mai puţin semnificativ bit.

Pentru numărul 000 ... 00 convertorul va da o tensiune nulă, toate cheile fiind deconectate. Pentru numărul 111 ... 11 acelaşi convertor va da de asemenea o tensiune nulă deoarece suma tuturor curenţilor daţi de cheile C_{n-2}—C_0 este chiar egală cu curentul dat de cheia C_{n-1}, acesta fiind cu un Bm mai mic decît dublul curentului dat de C_{n-2}. În acest fel se respectă şi structura cifrei zero, care în codul complement al lui unu are două forme de prezentare.

Scanned with OKEN Scanner

5.4. CONVERTOARE NUMERIC ANALOGICE INDIRECTE

Convertoarele numeric analogice indirecte se caracterizează prin faptul că semnalul numeric este convertit mai întîi într-un semnal intermediar analogic sau digital şi apoi în semnal analogic de ieşire. Avantajul acestei conversii rezidă în posibilitatea comodă de conversie a numărului în mărime intermediară şi a mărimii intermediare în tensiune de ieşire. Dezavantajul metodei rezultă din conversia intermediară care necesită timp, informaţia la ieşire fiind obţinută cu oarecare întîrziere.

Mărimea intermediară, în care se convertesc cel mai adesea numerele, este timpul sau inversul acestuia, frecvenţa. În cele ce urmează se vor prezenta cîteva tipuri de convertoare numeric analogice indirecte cu mărime intermediară, un interval de timp proporţional cu numărul ce se converteşte, sau cu mărime intermediară o frecvenţă de impulsuri cu amplitudine şi durată constantă, frecvenţa fiind condiţionată de numărul ce se converteşte.

5.4.1. CNA CU CONVERSIE INTERMEDIARĂ ÎN TIMP

Schematic un asemenea convertor se prezintă ca în figura 5.14 în care s-au notat cu 1 blocul de conversie număr-timp şi cu 2 blocul de conversie timp-tensiune. La construcţia blocului de conversie număr-timp se va utiliza tehnică numerică iar pentru blocul 2 tehnică analogică. În figura 5.15 se prezintă o schemă de principiu pentru un CNA cu conversie intermediară în timp. Schema conţine un generator G de frecvenţă fixă f_0 de mare stabilitate, un divizor de frecvenţă prin 2^n în care n este numărul de cifre binare din care se compune numărul ce se va converti, un numărător invers C cu n ranguri binare şi un decodificator de stare zero D. În schemă se mai utilizează o poartă P prin care trec semnalele de frecvenţă f_0 spre numărător în funcţie de comanda primită de la un circuit basculant R, precum şi un circuit de intrare a numărului N ce se va converti. Partea a doua a convertorului este prezentată în două variante în care se utilizează un generator de tensiune liniar crescătoare GLT urmat de o schemă de memorare M, sau un formator de amplitudine urmat de un filtru trece jos FTJ.

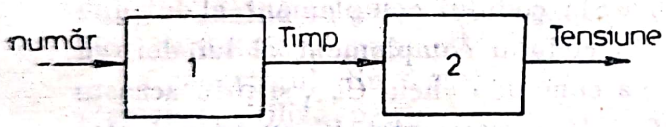


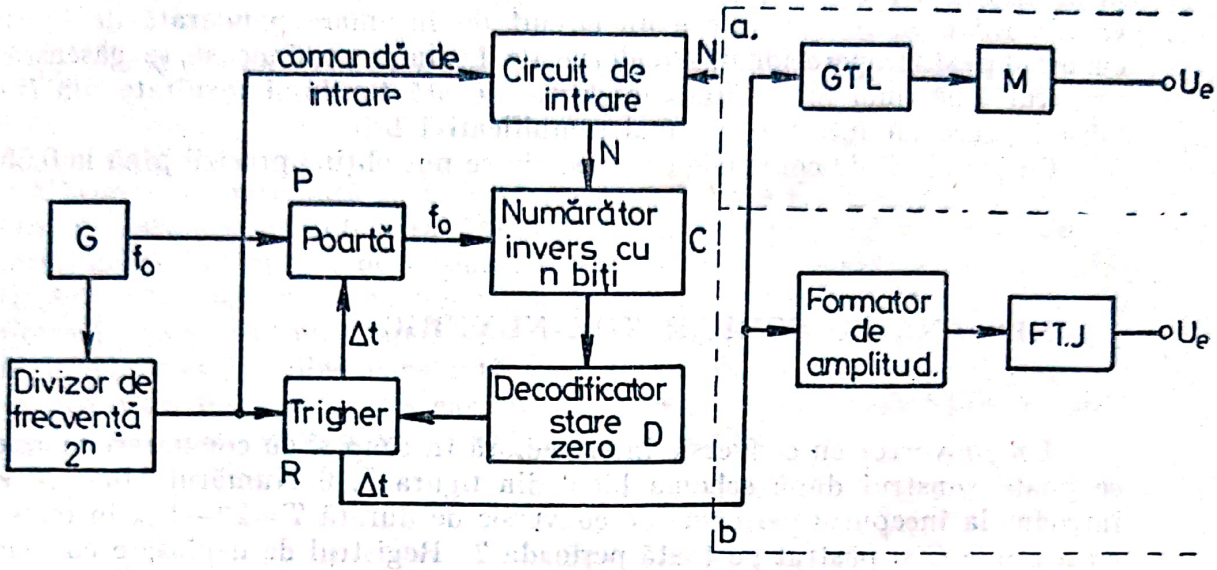
Fig. 5.14. CNA indirecte.

Cu frecvenţa de repetiţie $f_0/2^n$ se dau comenzi de intrare pentru numărul N în numărătorul invers C, în acelaşi ritm aducîndu-se circuitul R în starea unu. După un asemenea moment poarta P se deschide şi frecvenţa f_0 trece în numărătorul C pentru a fixa tactele de numărare. După $\Delta t = N/f_0$ numărătorul C ajunge în starea zero. Circuitul de sesizare a stării zero, D, va comanda rebascularea circuitului R în starea de repaus. Procesele se reiau cu perioada

Scanned with OKEN Scanner

$T=2^n/f_0$, ceea ce impune ca Δt_{max} să fie mai mic decît T şi drept urmare valoarea maximă a numărului ce se poate converti este 2^{n-1}.

Intervalul de timp Δt reprezintă mărimea intermediară, el fiind proporţional cu numărul N. Pentru o conversie de mică eroare este nevoie ca f_0 să se



a cu tensiune liniar crescătoare

b cu modulaţie de durată şi amplitudine

Fig. 5.15. CNA cu conversie intermediară în timp.

păstreze cu precizie mare. La începutul acestui interval de timp se declanşează generatorul de tensiune liniar crescătoare care va funcţiona pe durata Δt. La sfîrşitul acestui interval sistemul de memorare M va prelua valoarea tensiunii şi o va păstra pînă la repetarea procesului. Deoarece panta de creştere a tensiunii în GTL este constantă, tensiunea preluată de M la sfîrşitul intervalului Δt, va fi proporţională cu Δt, deci proporţională cu numărul N. Conversia a doua din timp în tensiune se poate face cu precizie dacă generatorul de tensiune liniar crescătoare are o bună liniaritate.

Intervalul de timp Δt se poate converti într-o tensiune şi în modul arătat în figura 5.15b. Aici se utilizează un formator de amplitudine care lasă să treacă un semnal de amplitudine constantă S pe durata Δt cît este acţionat la intrare. În acest fel suprafaţa impulsului, produsul $S\,\Delta t$, este funcţie numai de Δt. Printr-un filtru trece jos se obţine o mărime la ieşire proporţională cu $S\,\Delta t$, deci proporţională cu N. Precizia acestei conversii este dictată de menţinerea constantă a amplitudinii S precum şi de calităţile filtrului trece jos.

Durata de conversie pentru numere binare cu 12 biţi, la frecvenţă f_0 de circa 2 MHz, este de două milisecunde, convertorul fiind utilizabil la procese lente cu frecvenţa maximă sub 50 Hz.

Durata conversiei se poate reduce substanţial utilizînd două echipamente identice pentru conversia număr durată, unul pentru a converti în durată

Scanned with OKEN Scanner

primii 6 biți ai numărului N, iar celălalt pentru următorii 6 biți. La aceeași frecvență de circa 2 MHz, intervalele de timp obținute au valori maxime de 64 de ori mai mici decît în cazul utilizării unui singur echipament, deoarece numărătoarele se vor construi pentru n/2 biți. Pentru ambele echipamente urmează a se monta cîte un formator de amplitudine și un filtru trece jos urmînd ca din filtru să se alimenteze un circuit de însumare ponderată de tensiuni cu amplificator operațional. Ponderile de însumare trebuie să se găsească în raportul 1/64, mai mare fiind ponderea alocată tensiunii rezultate din instalația în care au intrat 6 cei mai semnificativi biți.

Cu instalații de conversie de acest tip se pot obține precizii pînă la 0,05%.

5.4.2. CNA CU COMPARATOR NUMERIC

Un convertor cu conversie intermediară în timp și cu comparator numeric se poate construi după schema bloc din figura 5.16 Numărul binar N este introdus la începutul perioadei de conversie de durată $T=2^n-1/f_0$ în registrul cu n celule C și păstrat pe toată perioada T. Registrul de deplasare cu reacție RDR este un generator de numere pseudoaleatoare cu n biți și distribuție uniformă. Fiind acționat cu frecvența de tact f_0, acesta va genera în ritmul f_0 toate numerele între 1 și 2^n-1. Comparatorul numeric CN compară numărul N ce se convertește cu numărul N_1 furnizat de RDR. Dacă $N<N_1$, comparatorul scoate un semnal logic „1", iar dacă $N\geqslant N_1$ scoate un semnal logic „0". Perioada de conversie T se împarte într-o mulțime de intervale de timp, în general neegale între ele, datorită valorii pe care o are N_1 față de N. Deoarece N_1 ia toate valorile posibile de la 1 la 2^n-1 și schimbările sale se fac la momente precizate de frecvența de tact f_0, suma intervalelor de timp în care $N<N_1$ este proporțională cu N avînd valoarea $N/f_0=\Delta t$. Dacă semnalele logice „1" de la ieșirea comparatorului se formează la amplitudine constantă, suprafața semnalelor obținute la ieșirea formatorului însumată pentru perioada T va fi proporțională cu N. Un filtru trece jos va furniza la ieșirea e semnalul analogic proporțional cu N.

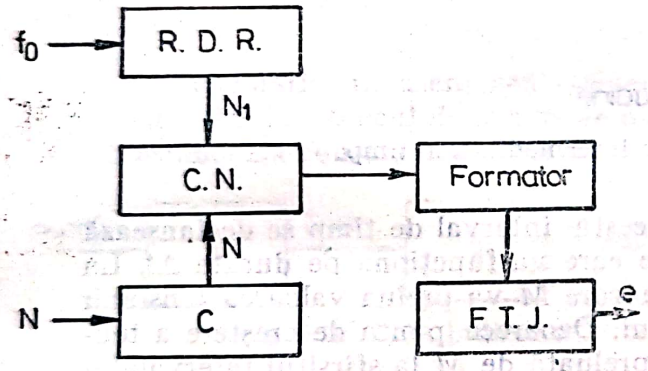


Fig. 5.16. CNA cu comparator numeric.

Schema prezentată în figura 5.16 se deosebește de schema prezentată în figura 5.15 prin faptul că intervalul de timp Δt proporțional cu N, existent în ambele scheme, este fragmentat în mai multe componente, ceea ce are ca urmare o funcționare mai ușoară a filtrului trece jos, acesta putînd să fie construit pentru frecvențe mai înalte.

Scanned with OKEN Scanner

Utilizînd filtru trece jos cu condensatoare de bună calitate și amplificator operațional pentru circuitul de ieșire, se pot obține precizii de pînă la 0,05% la perioade de conversie lungi, de ordinul zecilor de milisecunde.

5.4.3. CNA CU CONVERSIE INTERMEDIARĂ ÎN FRECVENȚĂ

Mărimea intermediară în care se convertește numărul N poate fi și frecvența, în care caz în interiorul unui interval de conversie T se realizează transmiterea unui număr de impulsuri proporțional cu numărul N ce se convertește. Aceste impulsuri cu frecvența dependentă de N se aranjează oarecum uniform în intervalul de timp T. Trecînd aceste impulsuri printr-un formator care le dă o amplitudine constantă și o durată de asemenea constantă, iar apoi printr-un filtru trece jos care face o medie a suprafețelor impulsurilor, se va obține o tensiune proporțională cu numărul N.

Scanned with OKEN Scanner

6. CONVERTOARE ANALOG NUMERICE

Convertirea analog-numerică a unei tensiuni (în general a oricărei mărimi) constă în exprimarea valorii sale printr-un număr, obținut printr-un procedeu de comparație, conform relației (6.1)

$$U_x = D \cdot U_R, \qquad D \leqslant 1 \tag{6.1}$$

unde U_R este tensiunea de referință presupusă cunoscută exact. Deoarece în schemele aparatelor numerice de măsurare se utilizează elemente binare, D se exprimă de obicei cu ajutorul sistemului binar de numerație

$$D = \sum_{i=1}^{n} a_i 2^{-i}, \quad a_i \in (0,1).$$

Se observă că valoarea maximă a lui D care se obține cînd $a_i = 1$, $\forall i$ este

$$D_{max} = \sum_{i=1}^{n} 2^{-i} = 1 - 2^{-n}$$

și prin urmare

$$U_{max} = (1 - 2^{-n}) U_R.$$

Două valori consecutive ale lui U_x diferă între ele cu

$$q = 2^{-n} \; U_R,$$

tensiune care se numește cuanta procesului de discretizare și reprezintă aproximația cu care este valabilă relația (6.1).

Metodele de măsurare numerică diferă între ele după modul în care se determină valorile (biții) a_i.

Scanned with OKEN Scanner

6.1. CONVERTOARE CU APROXIMARE SUCCESIVĂ

Determinarea valorii unei tensiuni reprezentată printr-un număr cu n biți prin metode de aproximare succesivă se efectuează în n pași, în fiecare pas rezultînd valoarea bitului dintr-un rang, începînd cu cel mai important.

Procedura constă într-un șir de comparații prin care se decide dacă în rangul i, bitul a_i are valoarea 0 sau 1.

Ca urmare rezultă numărul binar

$$X_a=0,\ a_1\ a_2\ \ldots\ a_i\ \ldots\ a_n,$$

a cărui valoare în sistemul zecimal este D.

Explicitînd relația (6.1) se obține

$$U_x=U_R\,(a_1 2^{-1}+a_2 2^{-2}+\ \ldots\ +a_n 2^{-n}). \tag{6.2}$$

Deoarece în general

$$\sum_{i=r}^{n} 2^{-i}=2^{-r+1}-2^{-n}<2^{-r+1}, \tag{6.3}$$

rezultă posibilitatea de a determina pe a_1 comparînd pe U_x cu $U_R\cdot 2^{-1}$. Dacă $U_x>U_R\cdot 2^{-1}$ atunci obligatoriu $a_1=1$ pentru că conform relației (6.3) scrisă pentru $r=2$

$$\sum_{i=2}^{n} 2^{-i}<2^{-1},$$

ceea ce înseamnă că în partea dreaptă a relației (6.2) ultimii $n-1$ termeni însumați vor da o sumă maximă mai mică decît 2^{-1} și numai cu $a_1=1$ se poate respecta condiția impusă $U_x>U_R 2^{-1}$. Dacă $U_x<U_R\cdot 2^{-1}$, atunci evident $a_1=0$.

În continuare, pentru determinarea lui a_2 se procedează similar, comparîndu-se U_x cu $a_1 2^{-1}U_R+2^{-2}U_R$. Dacă $U_x>a_1 2^{-1}U_R+2^{-2}U_R$, atunci $a_2=1$, iar în caz contrar, $a_2=0$.

În același mod se va proceda pentru determinarea tuturor biților a_i. Se observă că tensiunea necunoscută U_x se compară succesiv cu $U_R\cdot 2^{-1}$, $a_1 2^{-1}U_R+2^{-2}U_R$, în general, pentru bitul din poziția i, cu

$$U_R\left[2^{-i}+\sum_{r=1}^{i-1} a_r\,2^{-r}\right]. \tag{6.4}$$

În concluzie, sistemul funcționează pe baza încercării și acceptării sau respingerii, în pasul i, a termenului $2_0^{-i}U_R$ în suma $\sum_{r=1}^{i} a_r\cdot 2^{-r}U_R$ necesară în pasul următor, acceptarea însemnînd $a_i=1$ în numărul binar X.

Scanned with OKEN Scanner

O schemă care realizează această procedură este redată în figura 6.1. Aici cu C_i s-au notat comparatoarele , cu μ_i amplificatoarele operaționale cu rol de sumatoare de tensiuni ponderate, iar cu S_i cheile de comutare comandate în funcție de valorile obținute de biții a_i, cheia fiind închisă cînd $a_i = 1$ și deschisă în caz contrar. Se poate observa din schemă că a_1 se obține comparînd tensiunea de măsurat U_x cu tensiunea de referință $2^{-1}U_R$. Pentru a obține pe a_2 se compară U_x cu tensiunea $U_{\mu 2}$ furnizată de amplificatorul operațional μ_2 acționat la intrare cu suma a două tensiuni

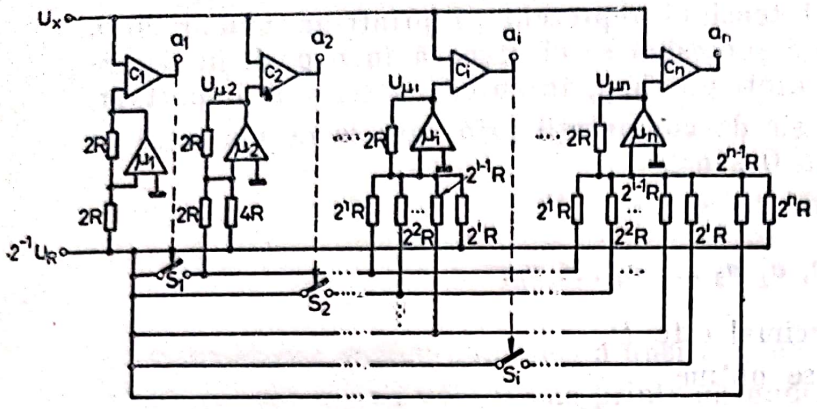


Fig. 6.1. CNA cu aproximare succesivă.

$$U_{\mu 2} = 2R\left(\frac{2^{-1}U_R}{4R} + a_1\frac{2^{-1}U_R}{2R}\right) = U_R(2^{-2} + a_1 2^{-1}).$$

Pentru a se obține valoarea bitului a_i se compară U_x cu tensiunea $U_{\mu i}$

$$U_{\mu i} = 2R\left(\frac{2^{-1}U_R}{2R}a_1 + \frac{2^{-1}U_R}{2^2R}a_2 + \ldots + \frac{2^{-1}U_R}{2^{i-1}R}a_{i-1} + \frac{2^{-1}U_R}{2^iR}\right) = U_R\left[2^{-i} + \sum_{r=1}^{i-1} a_r 2^{-r}\right],$$

adică cu tensiunea precizată prin (6.4). Ultimul comparator determină valoarea bitului a_n comparînd tensiunea U_x cu $U_{\mu n}$:

$$U_{\mu n} = U_R\left[2^{-n} + \sum_{r=1}^{n-1} a_r\, 2^{-r}\right]. \qquad (6.5)$$

În acest mod U_x se compară succesiv cu tensiuni tot mai apropiate de valoarea sa așa cum rezultă din relațiile (6.2 și 6.5).

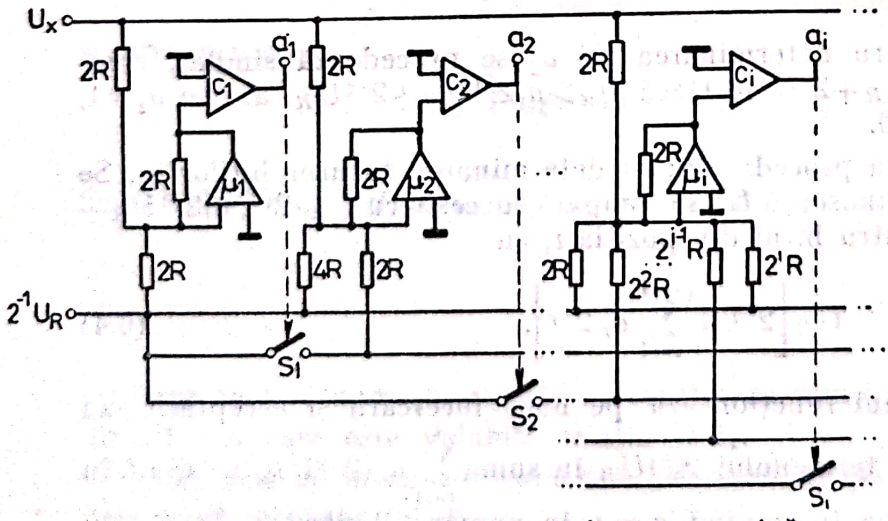


Fig. 6.2. Variante de CAN cu aproximare succesivă.

Comparațiile necesitate de această metodă pot fi efectuate și în alt mod. Într-adevăr a compara două tensiuni U_x și U_R este echivalent cu a compara diferența lor $U_x - U_R$ cu potențialul 0. În acest mod rezultă schema din

figura 6.2. Aceasta are avantajul că atît amplificatoarele operaționale cît și comparatoarele au o bornă la masă.

Există și alte posibilități de realizare a schemelor pentru determinarea succesivă a biților a_i. Relația (6.2) se scrie mai întîi sub forma

$$U_x = a_1 U_R 2^{-1} + U_R (a_2\ 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \ldots). \tag{6.6}$$

Relația (6.6) permite a se decide $a_1 = 1$ dacă $U_x > 2^{-1} U_R$, deoarece a doua componentă a sumei din dreapta egalității (6.6) nu poate fi mai mare decît $U_R 2^{-1}$. Dacă $U_x < 2^{-1} U_R$ se va decide $a_1 = 0$. Se trece acum termenul $a_1 U_R 2^{-1}$ din partea dreaptă în partea stîngă a relației (6.6) obținîndu-se:

$$U_x - a_1 U_R 2^{-1} = a_2 U_R 2^{-2} + U_R (a_3 2^{-3} + a_4 2^{-4} + \ldots). \tag{6.7}$$

Deoarece s-a determinat mai înainte valoarea bitului a_1, în partea stîngă a relației (6.7) se găsește o diferență cunoscută. Aceasta se va compara cu tensiunea $2^{-2} U_R$ și se decide $a_2 = 1$ dacă $U_x - a_1 U_R 2^{-1} > U_R 2^{-2}$, deoarece numai în acest caz se poate satisface relația (6.7), al doilea termen al sumei din partea dreaptă fiind mai mic decît $2^{-2} U_R$.

Se trece termenul $a_2 U_R 2^{-2}$ în stînga și se obține:

$$U_x - a_1 U_R 2^{-1} - a_2 U_R 2^{-2} = a_3 U_R 2^{-3} + U_R (a_4 2^{-4} + \ldots). \tag{6.8}$$

Partea stîngă a relației (6.8) conține tensiuni cunoscute, biții a_1 și a_2 fiind calculați. Dacă se compară acum $U_x - a_1 2^{-1} U_R - a_2 2^{-2} U_R$ cu tensiunea $2^{-3} U_R$ se va decide asupra lui a_3, deoarece numai dacă $a_3 = 1$ egalitatea (6.8) se poate

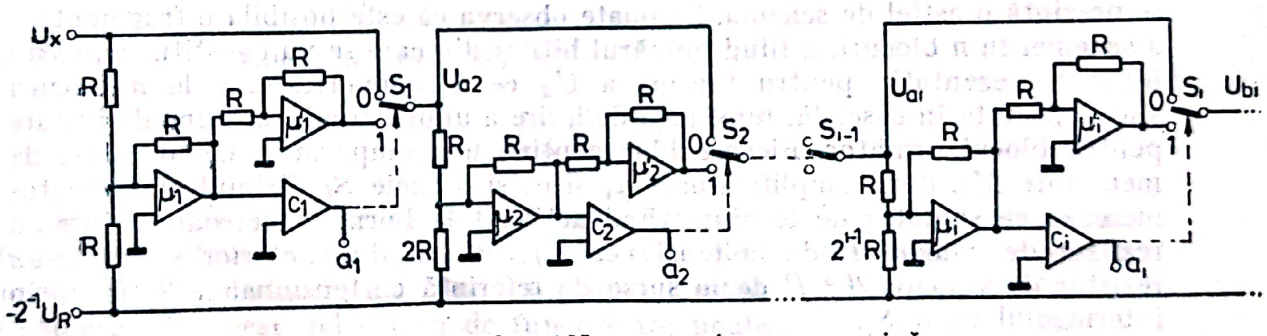


Fig. 6.3. Variante de CAN cu aproximare succesivă.

satisface atunci cînd $U_x - a_1 2^{-1} U_R - a_2 2^{-2} U_R > 2^{-3} U_R$. Se vede deci că în etapa i se face comparația dintre tensiunea $2^{-i} U_R$ și tensiunea $U_x - a_1 2^{-1} U_R - a_2 2^{-2} U_R \ldots - a_{i-1} 2^{-i+1} U_R$ cunoscută, deoarece în etapele anterioare s-au calculat valorile $a_1, a_2, \ldots a_{i-1}$.

În figura 6.3 se prezintă o schemă care realizează conversia analog-numerică prin aproximare succesivă utilizînd procedeul acesta de comparare în etapa i a unei tensiuni de referință de valoare $2^{-i} U_R$ cu o tensiune construită din tensiunea necunoscută U_x și din valorile biților anterior calculați. Schema se compune din n etaje, fiecare avînd un comparator C_i pentru execuția comparației, un amplificator μ_i cu rol de sumator de tensiuni ponderate, un amplificator μ_i' cu rol de inversor, o cheie S_i care transferă spre etajul următor sau

Scanned with OKEN Scanner

tensiunea U_{ai} de intrare în etajul considerat, dacă $a_i=0$, sau aceeaşi tensiune din care se scade $2^{-i}U_R$, dacă $a_i=1$.

Comparatorul decide $a_i=1$, dacă $U_{ai}>2^{-i}U_R$, deoarece în μ_i se adună tensiunea U_{ai} ponderată cu $\frac{1}{R}$, cu tensiunea $-2^{-1}U_R$ ponderată cu $2^{-i+1}\frac{1}{R}$, diferenţa $U_{ai}-2^{-i}U_R$ fiind aplicată comparatorului C_i. Tensiunea de ieşire din etajul i va fi $U_{bi}=U_{ai}$, dacă $a_1=0$, sau $U_{bi}=U_{ai}-2^{-i}U_R$, dacă $a_i=1$, adică $U_{bi}=U_{ai}-a_i2^{-i}U_R$. Ţinînd cont că $U_{bi}=U_{a,i-1}$ şi că $U_{a1}=U_x$ se obţine pentru $i=1$ comparaţia tensiunii U_x cu $2^{-1}U_R$, în etajul întîi amplificatorul μ_1 fiind acţionat cu tensiunea U_x prin rezistenţa R şi cu tensiunea $-2^{-1}U_R$ printr-o rezistenţă de aceeaşi valoare. Tensiunea de ieşire va fi

$$U_{b1}=U_{a1}-a_1 2^{-1}U_R=U_x-a_1 2^{-1}U_R.$$

În etajul doi $U_{a2}=U_{b1}=U_x-a_1 2^{-1}U_R$ va fi ponderată cu $\frac{1}{R}$, iar tensiunea $-2^{-1}U_R$ va fi ponderată cu $\frac{1}{2^{i-1}R}=\frac{1}{2R}$. În consecinţă comparaţia se execută între U_{a2} şi $2^{-2}U_R$, adică între $U_x-a_1 2^{-1}U_R$ şi $2^{-2}U_R$, obţinîndu-se valoarea bitului a_2 şi tensiunea la ieşirea $U_{b2}=U_{a2}-a_2 2^{-2}U_R=U_x-a_1 2^{-1}U_R-a_2 2^{-2}U_2$, adică exact valorile pe care le-am calculat din relaţiile (6.6, 6.7).

O variantă a metodei de mai sus se poate obţine utilizînd două tacte pentru fiecare pas şi un registru de memorare a valorii biţilor calculaţi. În figura 6.4 se prezintă o astfel de schemă. Se poate observa că este posibilă o fragmentare a schemei în n blocuri, n fiind numărul biţilor din care se va constitui numărul binar reprezentativ pentru tensiunea U_x ce se converteşte. Cele n blocuri sînt conectate în cascadă, tensiunea de ieşire a unuia, fiind tensiune de intrare pentru blocul următor. Fiecare bloc conţine un comparator C_i, o celulă de memorare M_i, două amplificatoare μ_i şi μ_i' şi o cheie S_i. Primul amplificator lucrează ca sumator de tensiuni fiind acţionat la borna inversoare printr-un rezistor de valoare R de la tensiunea U_{i-1} a etajului anterior şi printr-un rezistor de valoare $2^{i-1}R$ de la sursa de referinţă cu tensiunea $-2^{-1}U_R$ prin intermediul cheii S_i.

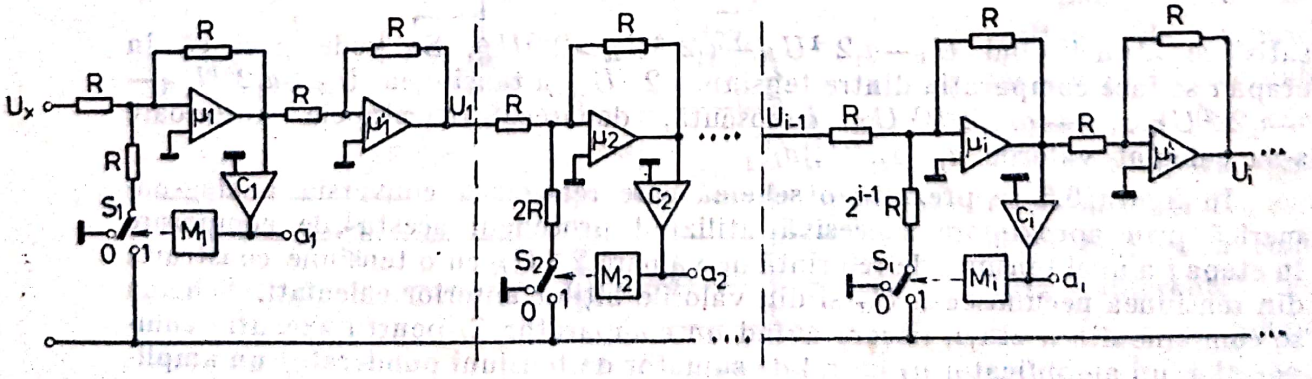


Fig. 6.4. CAN cu aproximare succesivă în două trepte.

În primul tact C_i compară tensiunea de ieşire din μ_i cu potenţialul zero stabilind valoarea bitului a_i, cheia S_i fiind în poziţia 1. În tactul al doilea cheia S_i rămîne în poziţia 1 dacă celula de memorie M_i a înregistrat valoarea 1 dată de comparatorul C_i pentru a_i, sau comută la masă (poziţia 0) dacă în memorie s-a păstrat valoarea $a_i=0$. Următorul tact va acţiona în celula următoare.

Comparatorul C_i dă una din următoarele rezoluţii:

$$a_i=1, \text{ dacă } U_{i-1}-2^{-1}U_R\,2^{i-1}>0, \qquad (6.9)$$

$$a_i=0, \text{ dacă } U_{i-1}-2^{-1}U_R\,2^{i-1}<0.$$

Tensiunea furnizată la ieşirea celulei i după tactul al doilea va fi

$$U_i=U_{i-1}-a_i 2^{-1}U_R 2^{i-1}, \qquad (6.10)$$

deoarece dacă $a_i=0$ spre ieşire trece tensiunea U_{i-1} de la intrare, iar dacă $a_i=1$, amplificatorul μ_i va face diferenţa din relaţia (6.9) în ambele cazuri putîndu-se deci scrie relaţia (6.10).

Dacă tensiunea de intrare în prima celulă este U_x, pentru tensiunile de ieşire ale celulelor 1, 2, ..., n se va scrie:

$$U_1=U_x-a_1U_R2^{-1};\quad U_2=U_1-a_2U_R2^{-2}=U_x-a_1U_R2^{-1}-a_2U_R2^{-2}$$

$$U_3=U_2-a_3U_R2^{-3}=U_x-a_1U_R2^{-1}-a_2U_R2^{-2}-a_3U_R2^{-3};\ \ldots \qquad (6.11)$$

$$U_n=U_x-U_R\sum_{r=1}^{n}a_r\,2^{-r}.$$

şi deoarece U_n tinde la zero, rezultă:

$$U_x=U_R\sum_{r=1}^{n}a_r\,2^{-r}.$$

În schemele precedente, dacă comparatoarele au impedanţă de intrare foarte mare (teoretic infinită), atunci sumatoarele cu amplificatoare operaţionale pot fi eliminate, ele fiind înlocuite cu reţele rezistente. În acest fel viteza de funcţionare poate creşte mult.

O reţea sumatoare este prezentată în figura 6.5.

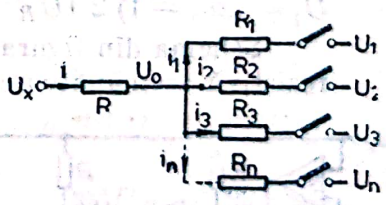


Fig. 6.5. Reţea sumatoare.

Din figură rezultă:

$$U_0=U_x-iR=i_1R_1+U_1=i_2R_2+U_2=$$
$$=i_3R_3+U_3=\ldots=i_nR_n+U_n,$$
$$i=i_1+i_2+i_3+\ldots+i_n$$

şi rezolvînd sistemul de ecuaţii se obţine

$$U_0\left(1+\frac{R}{R_1}+\frac{R}{R_2}+\frac{R}{R_3}+\ldots+\frac{R}{R_n}\right)=U_x+U_1\frac{R}{R_1}+U_2\frac{R}{R_2}+$$
$$+U_3\frac{R}{R_3}+\ldots+U_n\frac{R}{R_n}. \qquad (6.12)$$

Scanned with OKEN Scanner

Pentru ca U_0 să fie proporţională cu diferenţa necesară comparării

$$U_x - (2^{-1} U_R + 2^{-2} U_R + \ldots 2^{-n} U_R),$$

este suficient ca

$$U_1 = U_2 = \ldots = U_n = -2^{-1} U_R,$$

iar

$$R_1 = R,\ R_2 = 2R,\ \ldots\ R_n = 2^{n-1} R,$$

sau

$$U_1 = U_2 = \ldots = U_n = -U_R \text{ şi } R_1 = 2^1 R,\ R_2 = 2^2 R,\ \ldots,\ R_n = 2^n R.$$

În cazul în care una din tensiuni nu trebuie să apară, circuitul respectiv se întrerupe sau se pune la pământ. În primul caz, termenul corespunzător dispare şi din coeficientul lui U_0 şi din membrul doi al relaţiei (6.12). În cel de al doilea caz se modifică numai membrul al doilea.

Se observă că nu se obţine tensiunea U_0 egală cu $U_x - \sum_{i=1}^{n} a_i 2^{-i} U_R$, ci o tensiune proporţională cu această valoare. Acest fapt nu are o importanţă deosebită pentru că prin comparaţie cu zero se urmăreşte să se determine doar semnul tensiunii U_0 şi nu valoarea sa.

Schemele din figurile 6.1 şi 6.2 nu sînt perfect simetrice, la bara cu tensiunea $-2^{-1} U_R$ fiind conectate rezistoare de valori diferite. Schema poate deveni simetrică dacă se aplică următoarea relaţie valabilă pentru orice k.

$$2^{-k} U_R = 2^{-(k-1)} U_R - 2^{-k} U_R .$$

O schemă de CAN care utilizează această relaţie se prezintă în figura 6.6, tensiunile de referinţă fiind acum atît $+2^{-1} U_R$ cît şi $-2^{-1} U_R$. Tensiunea necunoscută U_x poate fi pozitivă sau negativă, comparatorul C_0 precizînd în primul tact semnul său. Dacă $U_x > 0$, rezultă $a_0 = 0$ şi cheia S_0 se închide în poziţia $+$; dacă $U_x < 0$, a_0 va fi 1 şi S_0 se va închide în poziţia $-$. În acest fel U_1 are valoarea $-2^{-1} U_R$, dacă $a_0 = 0$, respectiv $2^{-1} U_R$, dacă $a_0 = 1$, adică $U_1 = (2a_0 - 1)\, 2^{-1} U_R$

Schema din figura 6.6 utilizează în fiecare rang un comparator C_i o reţea rezistivă asemănătoare celei prezentate în figura 6.5 şi un comutator S_i care

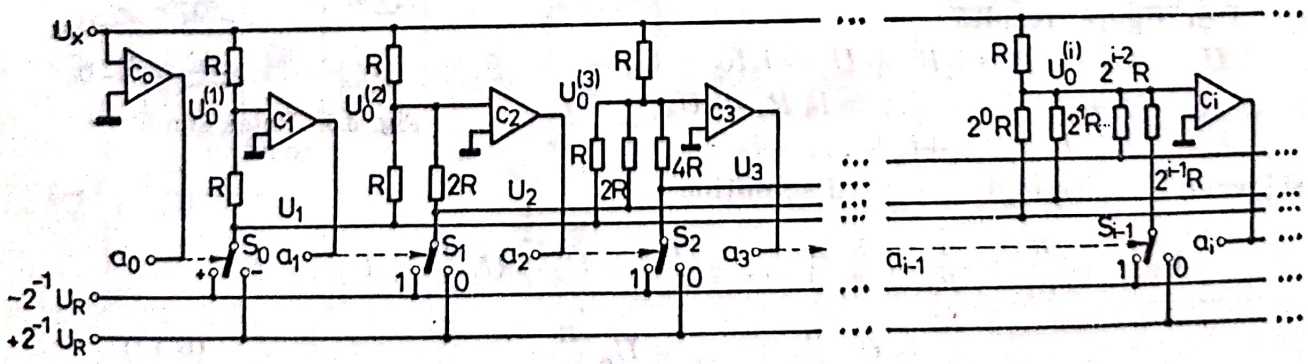


Fig. 6.6. CAN cu reţea sumatoare.

acționează în celula următoare. Dacă tensiunea $U_0^{(i)}$ adusă la intrarea comparatorului C_i este pozitivă, a_i va fi unu iar S_i se va închide în poziția 1; dacă $U_0^{(i)}<0$, rezultă $a_i=0$, iar S_i se va închide în poziția 0.

Pentru a determina valoarea bitului a_1, admitem $U_x>0$ și S_0 în poziția +. În acest caz, relația (6.12) rescrisă pentru $U_1=2^{-1}U_R$; $R_1=R$, U_x conectată prin rezistența R ca și în figura 6.5, notînd în loc de U_0 cu $U_0^{(1)}$, devine:

$$U_0\left(1+\frac{R}{R_1}\right)=U_x+U_1\frac{R}{R_1}\Rightarrow U_0^{(1)}\left(1+\frac{R}{R}\right)=U_x-2^{-1}U_R\frac{R}{R},$$

sau

$$U_0^{(1)}=\frac{1}{2}(U_x-2^{-1}U_R).$$

Comparatorul C_1 sesizează dacă $U_0^{(1)}>0$, ceea ce revine la a sesiza cînd $U_x>2^{-1}U_R$ și ca urmare $a_1=1$. În caz contrar, dacă $U_0^{(1)}<0$, a_1 va fi zero. Valoarea obținută de a_1 rezultă din comparații identice celor stabilite în analiza convertoarelor prezentate anterior, în consecință este corect precizată. Comutatorul S_1 se închide în poziția 1, dacă $a_1=1$, sau în poziția 0 dacă $a_1=0$. În aceste cazuri se obține pentru tensiunea U_2 valoarea $U_2=-2^{-1}U_R$ dacă $a_1=1$, sau $U_2=+2^{-1}U_R$ dacă $a_1=0$, adică valoarea $U_2=(1-2a_1)\,2^{-1}U_R$.

Comparatorul C_2 determină valoarea bitului a_2 analizînd semnul tensiunii $U_0^{(2)}$. Se va rescrie relația (6.12) pentru tensiunile și rezistențele din schemă, adică pentru

$$U_1=-2^{-1}U_R;\ R_1=R;\ U_2=(1-2a_1)\,2^{-1}U_R;\ R_2=2R;$$

notînd U_0 prin $U_0^{(2)}$:

$$U_0^{(2)}\left(1+\frac{R}{R}+\frac{R}{2R}\right)=U_x-2^{-1}U_R\frac{R}{R}+(1-2a_1)\,2^{-1}U_R\frac{R}{2R}$$

De aici se obține:

$$U_0^{(2)}=\frac{2}{5}[U_x-2^{-1}U_R+2^{-2}U_R-a_1\,2^{-1}U_R]=\frac{2}{5}[U_x-a_1\,2^{-1}U_R-2^{-2}U_R].$$

Din comparație rezultă $a_2=1$, dacă $U_0^{(2)}>0$, deci, dacă $U_x-a_1\,2^{-1}U_R-2^{-2}U_R>0$,

sau $a_2=0$ în caz contrar. Valoarea bitului a_2 este corect calculată observînd că se utilizează aceleași criterii în comparatorul C_2 ca și acelea utilizate în convertoarele prezentate anterior. Comutatorul S_2 se va închide în poziția 1 dacă $a_2=1$ sau în poziția 0 dacă $a_2=0$. Tensiunea U_3 furnizată de S_2 va fi $U_3=(1-2a_2)\,2^{-1}U_R$ cu valoarea $-2^{-1}U_R$ cînd $a_2=1$, sau cu valoarea $+2^{-1}U_R$, cînd $a_2=0$.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru rețeaua rezistivă aferentă comparatorului C_3 se va scrie adaptînd relația (6.12)

$$U_0^{(3)}\left(1+\frac{R}{R}+\frac{R}{2R}+\frac{R}{4R}\right)=U_x-2^{-1}U_R\frac{R}{R}+(1-2a_1)2^{-1}U_R\frac{R}{2R}+$$

$$+(1-2a_2)2^{-1}U_R\frac{R}{4R}$$

de unde rezultă :

$$U_0^{(3)}=\frac{4}{11}[U_x+U_R(-2^{-1}+2^{-2}-a_1 2^{-1}+2^{-3}-a_2 2^{-2})]=$$

$$=\frac{4}{11}[U_x-a_1 2^{-1}U_R-a_2 2^{-2}U_R-2^{-3}U_R].$$

Decizia comparatorului C_3 va fi $a_3=1$, dacă $U_0^{(3)}>0$, deci dacă $U_x-a_1 2^{-1}U_R-a_2 2^{-2}U_R-2^{-3}U_R>0$, sau $a_3=0$ în caz contrar, adică exact rezoluția pentru bitul a_3 din convertoarele anterioare.

În cazul bitului a_i se obține din relația (6.12) scrisă pentru rețeaua rezistivă aferentă comparatorului C_i :

$$U_0^{(i)}\left(1+\frac{R}{R}+\frac{R}{2R}+\ldots\frac{R}{2^{i-1}R}\right)=U_x-2^{-1}U_R+(1-2a_1)2^{-1}U_R\frac{R}{2R}+\ldots$$

$$\ldots+(1-2a_{i-1})2^{-1}U_R\frac{R}{2^{i-1}R},$$

de unde rezultă

$$U_0^{(i)}=\frac{2^{i-1}}{3\cdot 2^{i-1}-1}[U_x+U_R(-2^{-1}+2^{-2}+2^{-3}+\ldots$$

$$\ldots+2^{-i}-a_1 2^{-1}-a_2 2^{-2}-\ldots-a_{i-1}2^{-(i-1)})],$$

adică

$$U_0^{(i)}=\frac{2^{i-1}}{3\cdot 2^{i-1}-1}\left[U_x-2^{-1}U_R-U_R\sum_{r=1}^{i-1}a_r 2^{-r}\right]. \qquad (6.13)$$

Comparatorul C_i stabilește $a_i=1$ dacă tensiunea scrisă în paranteza din relația (6.13) este pozitivă, respectiv $a_i=0$ dacă este negativă.

Pentru o tensiune $U_x>0$ dar mai mică decît 1 Bm se va obține : $a_0=0$; $a_1=0$; $a_2=0\ldots a_n=0$, adică X=0000 ... 00, această înșiruire reprezentînd tensiunea 0^+. Pentru U_x pozitiv și din ce în ce mai mare se obțin succesiv 000 ... 001, 000 ... 010, 000 ... 011, 000 ... 100 etc.

Dacă tensiunea U_x este negativă, comparatorul C_0 stabilește $a_0=1$ și comutatorul S_0 se închide în poziția —. Schema funcționează în același mod, în sensul că comparatorul C_i precizează valoarea bitului $a_i=1$ dacă tensiunea

Scanned with OKEN Scanner

adusă la intrare $U_0^{(i)}$ este pozitivă, sau valoarea $a_i=0$ în caz contrar. De asemenea, tensiunile U_1, U_2, U_3 se determină cu aceleaşi relaţii, neintervenind modificări în funcţionarea comparatoarelor, adică

$$U_1=(2a_0-1)\,2^{-1}U_R;\ U_2=(1-2a_1)\,2^{-1}U_R;\ U_3=(1-2a_2)\,2^{-1}U_R\ldots$$

Tensiunea adusă la comparatorul C_i va fi dată de relaţia (6.12) pentru U_1, $U_2\ldots U_i$ de mai sus.

$$U_0^{(i)}\left(1+\frac{R}{R}+\frac{R}{2R}+\ldots\frac{R}{2^{i-1}R}\right)=U_x+(2a_0-1)2^{-1}U_R\frac{R}{R}+$$

$$+(1-2a_1)2^{-1}U_R\frac{R}{2R}+\ldots+(1-2a_{i-1})2^{-1}U_R\frac{R}{2^{i-1}R}$$

şi pentru că $a_0=1$ rezultă

$$U_0^{(i)}=\frac{2^{i-1}}{3\cdot2^{i-1}-1}[U_x+U_R(2^{-1}+2^{-2}+\ldots+2^{-i})-U_R(a_1 2^{-1}+$$

$$+a_2 2^{-2}+\ldots+a_{i-1}2^{i-1})],$$

adică, deoarece $2^{-1}+2^{-2}+\ldots+2^{-i}=1-2^{-i}$

$$U_0^{(i)}=\frac{2^{i-1}}{3\cdot2^{i-1}-1}\left[U_x+U_R-U_R\sum_{r=1}^{i-1}a_r2^{-r}-2^{-i}U_R\right]. \qquad (6.14)$$

Comparatorul C_i decide $a_i=1$, dacă tensiunea scrisă în paranteza relaţiei (6.14) este pozitivă, sau $a_i=0$ în caz contrar. Comparînd relaţiile (6.13 şi 6.14) constatăm că pentru tensiuni negative schema din figura 6.6 face conversia în acelaşi mod ca pentru tensiunea pozitivă de valoare U_x+U_R, această expresie fiind plasată în relaţia (6.14) în locul ocupat de U_x în relaţia (6.13). De aici se trage concluzia că U_x fiind negativă şi mai mică în modul decît U_R, se converteşte complementul tensiunii U_x faţă de tensiunea de referinţă U_R, acesta fiind totdeauna pozitiv. Pentru $U_x<0$ şi în modul mai mic decît 1 Bm, suma U_x+U_R este pozitivă şi de valoare mare, din care motiv se va converti în succesiunea binară 1111 ... 11, aceasta fiind expresia binară a tensiunii 0^-. Pe măsură ce U_x negativ fiind, creşte în valoare absolută, suma U_x+U_R scade ceea ce conduce la numerele binare succesive 111 ... 110, 111 ... 101, 111 ... 100 ş.a.m.d.

Din cele de mai sus se vede că schema din figura 6.6 execută conversia analog numerică a mărimii bipolare U_x utilizînd codul binar bipolar complementul lui unu, prezentat în tabelul 2.3.

La toate schemele prezentate pînă acum s-a presupus, implicit, că tensiunea U_x este constantă în tot intervalul de timp necesitat de conversiune. În cazul unor fenomene lent variabile, dacă convertorul este suficient de rapid, această cerinţă poate fi considerată satisfăcută. În caz contrar este nevoie ca la intrarea voltmetrului să fie prevăzut un circuit de eşantionare şi memorare. Soluţia aceasta nu este corespunzătoare dacă se doreşte să se obţină un convertor de foarte mare viteză. Într-adevăr perioada de eşantionare trebuie

Scanned with OKEN Scanner

să fie mai mare decît întreg timpul de conversiune corespunzător tuturor rangurilor. Dacă s-ar putea realiza însă ca funcționarea unui rang inferior să nu depindă de modificările ulterioare din rangul superior, atunci perioada de eșantionare s-ar reduce practic la timpul necesar pentru determinarea unui singur bit, rezultînd în acest mod o creștere importantă a vitezei echivalente de conversiune.

O astfel de soluție este furnizată de convertorul cu propagare prezentat în figura 6.7.

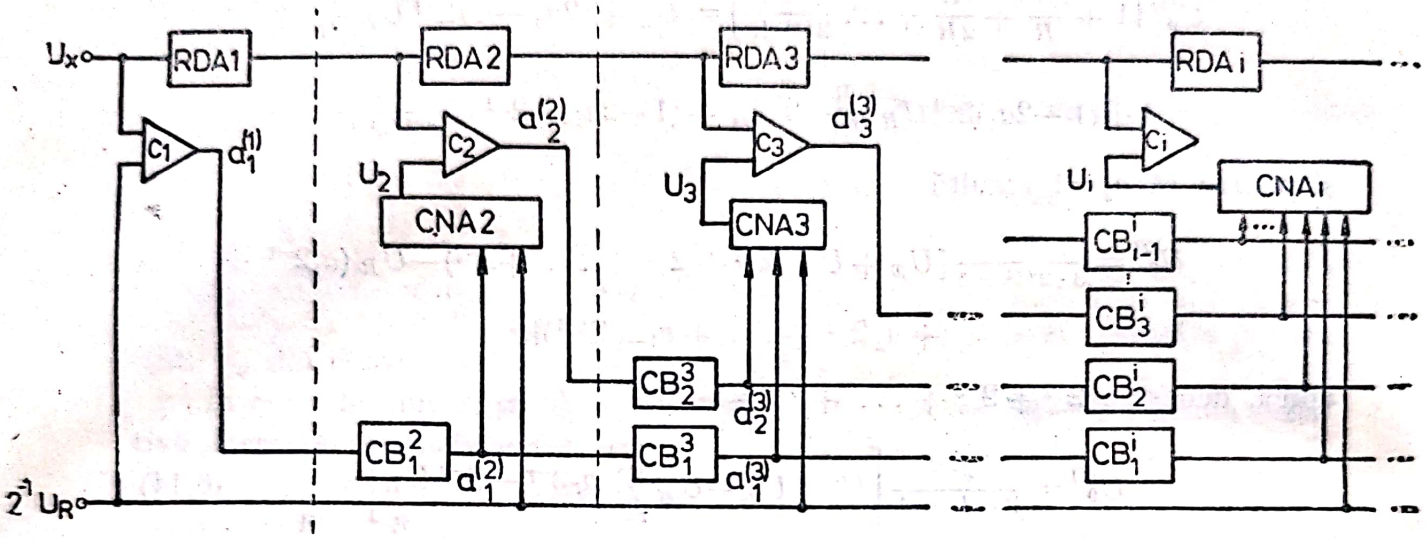


Fig. 6.7. CAN cu propagare.

Cele n etaje ale convertorului, corespunzătoare celor n biți, conțin fiecare elemente de memorare digitale ale comparării din rangul anterior, reprezentate de circuitele bistabile CB, precum și registre de deplasare analogice pentru semnalul de măsurat, RDA, care transportă tensiunea U_x din rang în rang. Complexitatea constitutivă a rangurilor crește cu scăderea rangului. Funcționarea schemei este comandată de un generator de tact. În primul tact se compară U_x cu $2^{-1}U_R$ și se obține rezultatul comparării $a_1^{(1)}$, acesta fiind bitul a_1 existent în etajul 1. La începutul tactului al doilea U_x se trece la intrare în RDA-2, iar $a_1^{(1)}$ în CB_1^2. Ieșirea lui CB_1^2, notată cu $a_1^{(2)}$, comandă convertorul numeric analogic CNA-2, astfel încît el să furnizeze la ieșire tensiunea necesară comparării în rangul al doilea $U_2 = a_1^{(2)} 2^{-1}U_R + 2^{-2}U_R$. Se obține în acest fel $a_2^{(2)}$. La începutul tactului al treilea $a_2^{(2)}$ este trecut în CB_2^3, $a_1^{(2)}$ în CB_1^3, iar U_x în RDA-3. Convertorul numeric analogic CNA 3, fiind comandat de ieșirea $a_2^{(3)}$ a lui CB_2^3 și de ieșirea $a_1^{(3)}$ a lui CB_1^3, va furniza spre comparatorul C_3 tensiunea de comparație din rangul al treilea $U_3 = a_1^{(3)}2^{-1}U_R + a_2^{(3)}2^{-2}U_R + 2^{-3}U_R$ și funcționarea se continuă în mod similar.

Dacă între timp U_x s-a modificat și se schimbă $a_1^{(1)}$, aceasta nu perturbă funcționarea convertorului pentru că valoarea $a_1^{(1)}$ este trecută deja în alte circuite bistabile.

Scanned with OKEN Scanner

La sfîrșitul operațiilor se obține valoarea tensiunii care a existat la începutul procesului de conversiune. Între timp în etajele anterioare s-au obținut biții corespunzători noii valori a lui U_x, astfel încît se reduce timpul necesar între două conversiuni consecutive.

Pe acest principiu s-a realizat convertorul TWV744 cu 6 biți și cu viteza de 10^7 conversiuni/secundă.

O reducere a numărului de rezistoare necesare obținerii tensiunilor de referință pentru fiecare rang se obține dacă toate comparatoarele se conectează în același punct al unei rețele unice, comparatoarele fiind însă activate consecutiv numai un anumit interval de timp (figura 6.8).

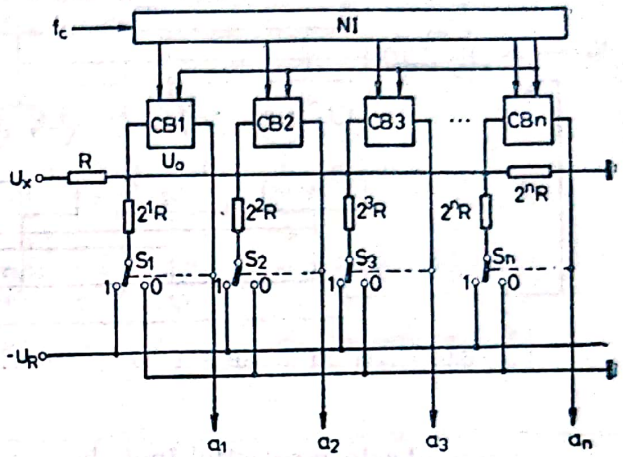


Fig. 6.8. CAN cu semnal unic la comparatoare.

Pentru n biți, convertorul are n comparatoare bistabile CB, care sînt puse toate, înainte de începerea ciclului de măsurare, în poziția de zero ($a_i=0$). De la un generator de tact, cu frecvența f_c, printr-un numărător în inel NI, comparatoarele CB sînt puse pe rînd în starea 1. La primul tact aceasta se va întîmpla cu CB_1, deci se obține $a_1=1$, ceea ce comandă închiderea comutatorului S_1 în poziția 1. Toate celelalte comparatoare fiind în poziția zero, comutatoarele respective S_i ($i\neq 1$) sînt conectare în poziția 0. Ca urmare tensiunea U_0, la intrarea tuturor comparatoarelor, determinată cu relația (6.12) scrisă pentru n+1 tensiuni cu valorile $U_1=-U_R$, $U_2=U_3=\ldots=U_n=0$, $R_1=2^1R$, $R_2=2^2R\ldots R_n=2^nR$, $U_{n+1}=0$, $R_{n+1}=2^nR$, are valoarea

$$U_0=\frac{1}{2}(U_x-2^{-1}U_R),$$

corespunzătoare comparării în primul rang. Dacă $U_0>0$, $CB1$ rămîne în starea 1. În caz contrar CB 1 trece în starea zero ($a_1=0$) și S_1 se comută în poziția 0.

În tactul următor se trece $CB2$ în starea 1 și ca urmare S_2 este închis în poziția 1, iar U_0 obține valoarea dată de relația (6.12) pentru $U_1=-a_1U_R$, $U_2=-U_R$, $U_3=U_4=\ldots U_n=0$, $U_{n+1}=0$, $R_1=2^1R$, $\ldots$, $R_n=2^nR$, $R_{n+1}=2^nR$.

Procedura continuă similar astfel încît în tactul n la comparatoare se aplică tensiunea

$$U_0=\frac{1}{2}\left(U_x-\sum_{i=1}^{n-1}a_i\,2^{-i}\,U_R-U_R\,2^{-n}\right).$$

În funcție de rezultatul comparației efectuate de CB_n, ultimul termen rămîne în sumă sau se elimină. În acest mod se determină toți cei n biți din valoarea tensiunii U_x. Viteza de conversiune a acestui tip de convertor este deter-

Scanned with OKEN Scanner

minată de viteza comparatoarelor, a cheilor și a numărătorului. Există posibilitatea să se obțină viteze de ordinul 10^7 conversiuni/secundă a 8 biți.

Convertorul de mai sus poate fi realizat și în alt mod astfel încît să conțină o singură rețea de rezistoare pentru tensiunea de comparație și un singur comparator, rămînînd însă n bistabile, așa cum se vede în figura 6.9.

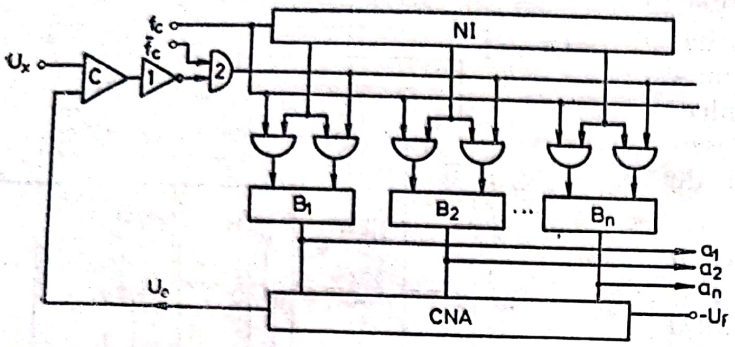


Fig. 6.9. CAN cu un singur comparator.

Convertorul numeric analog, CNA, din figura 6.9 poate fi realizat prin rețeaua din figura 6.8 sau în orice alt mod prezentat în capitolul 5. În starea inițială bistabilele B_i sînt trecute în starea zero astfel încît $U_0 = 0$. În primul tact, impulsurile de comandă, de frecvență f_c, trec pe $B1$ în starea 1 și U_0 devine $U_0 = 2^{-1} U_R$. Dacă $U_x > 2^{-1} U_R$, la ieșirea circuitului de negare 1 semnalul este zero astfel încît la apariția impulsurilor de comandă $\overline{f_c}$ prin circuitul SI 2 nu se propagă nici un semnal. Ca urmare $B1$ rămîne în starea 1. Dacă în schimb $U_x < 2^{-1} U_R$ atunci prin SI 2 trece un impuls de comandă care repune pe $B1$ în starea zero, anulînd tensiunea corespunzătoare produsă de CNA. La ieșirea lui $B1$ se stabilește în acest mod a_1.

În tactul următor starea lui $B1$ nu mai poate fi modificată deoarece numărătorul NI activează acum numai circuitele din rangul 2 aferente bistabilului $B2$. Acestea vor funcționa similar cu cele din rangul 1 în tactul 1, determinînd în acest fel pe a_2, comparatorul C fiind acum acționat cu U_x și cu tensiunea $U_0 = a_1 2^{-1} U_R + 2^{-2} U_R$, prima componentă fiind dată de starea bistabilului $B1$, iar a doua de a bistabilului $B2$. După n tacte U_0 obține valoarea

$$U_0 = \sum_{i=1}^{n} a_i 2^{-1} U_R,$$

ceea ce scoate în evidență faptul că de fapt convertorul este un sistem de compensare automat.

În toate schemele prezentate pînă acum tensiunea de comparație este variabilă. La intrarea comparatorului din rangul i se aduce tensiunea

$$U_i = \sum_{r=1}^{i-1} a_r 2^{-r} U_R + 2^{-i} U_R,$$

care se compară cu U_x.

Scanned with OKEN Scanner

6.2. CONVERTOARE ÎN CASCADĂ

În cazul convertoarelor în cascadă tensiunea de comparaţie rămînînd constantă şi egală cu $2^{-1}U_R$, la cealaltă intrare a comparatorului trebuie să apară o tensiune variabilă, funcţie de rang, care urmează să fie determinată. În acest scop, plecînd de la faptul că comparaţia care se efectuează în rangul i între U_x şi U_i, în fond, determină semnul diferenţei $U_x - U_i$, se obţine următorul algoritm pentru efectuarea acestei scăderi

$$U_x - U_i = U_x - \sum_{r=1}^{i-1} a_r 2^{-r} U_R - 2^{-i} U_R =$$

$$= \frac{(((\ldots(U_x - a_1 2^{-1} U_R)\cdot 2 - a_2 2^{-1} U_R)\cdot 2 - \ldots - a_{i-1} 2^{-1} U_R)\cdot 2 - 2^{-1} U_R}{2^{i-1}}. \qquad (6.15)$$

Rezultă că procedura constă din înmulţirea cu 2 a diferenţei analoage obţinute în rangul anterior şi compararea rezultatului cu $2^{-1}U_R$.

O schemă de principiu care se bazează pe această metodă este redată în figura 6.10.

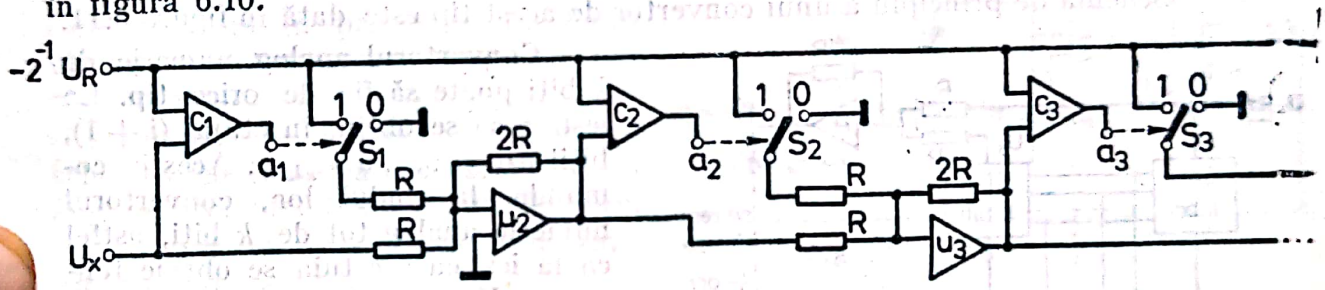


Fig. 6.10. CAN în cascadă cu multiplicare prin doi.

Comparatoarele C_i determină valorile biţilor a_i şi comandă poziţia comutatoarelor S_i astfel încît în rangul respectiv se scade sau nu tensiunea $2^{-1}U_R$, după cum $a_i=1$ sau $a_i=0$.

Convertoarele în cascadă prezintă avantajul că toate rangurile sînt identice ca schemă. Pentru obţinerea unor precizii ridicate este important ca funcţionarea primului etaj să fie cît mai exactă, pentru că diferenţa realizată în el şi amplificată cu 2 este transmisă rangurilor următoare spre prelucrare şi prin urmare eroarea din primul rang se tot amplifică pînă la de 2^n ori, n fiind numărul total de ranguri.

Pentru o rezoluţie ridicată este nevoie de un număr mare de cascade, dar aceasta atrage după sine lungirea timpului de conversiune. În principal amplificatoarele operaţionale care pot ajunge să funcţioneze într-un mare interval de tensiuni, la mici schimbări ale valorii tensiunii de măsurat, intervin prin viteza lor maximă de variaţie a tensiunii de ieşire care este de ordinul a 1 V/μs. Pentru tensiuni de ordin 10 V sînt necesare pe rang 10 μs astfel că un convertor cu 10 biţi necesită numai din această cauză 100 μs.

Scanned with OKEN Scanner

Numărul de trepte din cascadă poate fi redus dacă într-un etaj al cascadei se obţin mai mulţi biţi. Dacă presupunem, de exemplu, că în fiecare etaj se determină k biţi, tensiunea de ieşire a primului etaj va fi

$$U_x - \sum_{i=1}^{k} a_i 2^{-i} U_R$$

şi ea trebuie comparată evident cu $2^{-(k+1)} U_R$, adică este necesar să se efectueze diferenţa

$$U_x - \sum_{i=1}^{k} a_i 2^{-i} U_R - 2^{-(k+1)} U_R = \frac{U_x - \sum_{i=1}^{k} a_i 2^{-i} U_R 2^k - 2^{-i} U_R}{2^k}.$$

Pentru a păstra aceeaşi valoare a tensiunii de comparaţie în fiecare element al cascadei este nevoie ca tensiunea de ieşire din etajul anterior să fie multiplicată cu 2^k. Numărul de cascade rezultate este în acest caz $\frac{n}{k}$. Un convertor cu 12 biţi poate fi realizat prin înserierea în cascadă a 4 convertoare de 3 biţi, sau a 3 convertoare de 4 biţi.

Schema de principiu a unui convertor de acest tip este dată în figura 6.11.

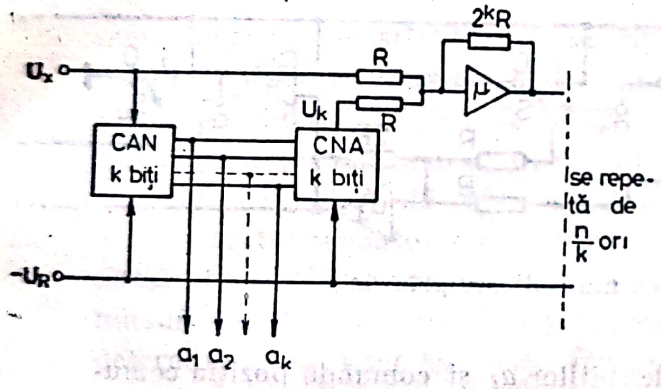


Fig. 6.11. CAN parţial în cascadă.

Convertorul analog numeric de k biţi poate să fie de orice tip. La ieşirea sa se obţin, în etajul $(i+1)$, biţii $a_{ik+1}, \ldots, a_{(i+1)k}$. Aceştia comandă, la rîndul lor, convertorul numeric analog tot de k biţi, astfel că la ieşirea acestuia se obţine tensiunea $U_{(i+1)k}$, dată de relaţia

$$U_{(i+1)k} = \sum_{j=1}^{k} a_{ik+j} 2^{-j} U_R,$$

care se scade din tensiunea furnizată de etajul anterior. Diferenţa se amplifică cu 2^k în amplificatorul operaţional cu rezistenţa de reacţie de 2^k ori mai mare ca rezistenţele de intrare, tensiunea din amplificator, după o inversare nefigurată în schemă, constituind tensiune de intrare pentru etajul următor.

O altă cale de reducere a schemei unui convertor în cascadă constă în memorarea rezultatelor intermediare, similar cu funcţionarea schemei din figura 6.4 şi readucerea acestora la intrarea convertorului, acesta urmînd să conţină numai elementele de comparare aferente unui rang. Rezultatele conversiei se vor obţine în serie, iar pentru o utilizare în paralel se va completa schema cu un registru cu intrarea serie şi ieşirea în paralel.

În figura 6.12 se prezintă schema unui astfel de convertor în cascadă. Dacă S_6 şi S_7 sînt deschise, amplificatorul funcţionează ca repetor, tensiunea U_e de la ieşirea sa fiind egală cu tensiunea U adusă la intrarea neinversoare.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă cheia S_7 este conectată la tensiunea U_R, tensiunea de ieşire U_e obţine valoarea

$$U_e = 2\left(U - \frac{U_R}{2}\right),$$

iar dacă S_6 este conectat la masă, $U_e = 2U$. În funcţie de starea cheilor S_6 şi S_7, între intrarea şi ieşirea amplificatorului operaţional se poate scrie

$$U_e = 2\,(U - a_i\, 2^{-1} U_R), \tag{6.16}$$

admiţînd că la $a_i = 1$ se închide S_6, iar la $a_i = 0$ se închide S_7. Relaţia (6.16) se poate folosi la conversia analog numerică, fiind o amplificare cu doi a unei diferenţe, asemănarea cu (6.15) fiind uşor de observat.

Comparatorul C compară tensiunea U_e cu $2^{-1}U_R$, iar rezultatul se înscrie în bistabilul B sub forma $a_i = 1$, dacă $U_e > 2^{-1}U_R$ sau $a_i = 0$, dacă $U_e < 2^{-1}U_R$. Valoarea înscrisă în B va acţiona în pasul următor asupra cheilor S_6 şi S_7, închizînd pe S_6 dacă s-a înscris 0 sau pe S_7 dacă s-a înscris 1. Tensiunea U_e fiind necesară în procesele din pasul următor, se memorează într-unul din condensatoare C_1 sau C_2.

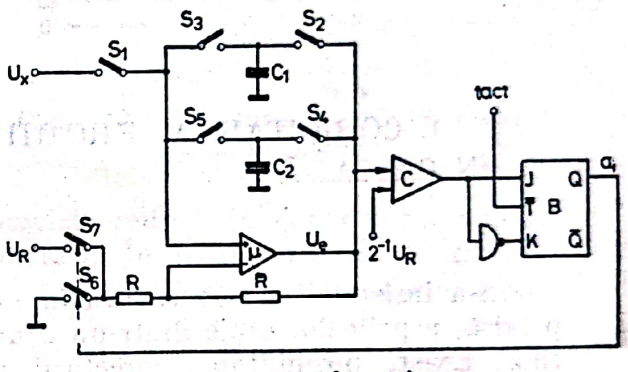


Fig. 6.12. CAN în serie.

Pentru a descrie funcţionarea schemei admitem că iniţial C_1 şi C_2 sînt neîncărcate, toate cheile deschise, iar un generator de tacte precizează diferitele etape ale conversiei.

În primul tact se închid cheile S_1 şi S_2. În acest mod condensatorul C_1 se încarcă la tensiunea $U_e^{(1)}$ deoarece amplificatorul μ lucrează în regim de repetor de tensiune, $U_e^{(1)} = U_x$. Comparatorul stabileşte valoare bitului a_1, comparînd pe U_x cu $2^{-1}U_R$ şi aduce la intrarea bistabilului B această valoare. În tactul doi a_1 se înscrie în B, S_1 se deschide şi rămîne deschis tot timpul care urmează, S_2 se deschide, S_3 şi S_4 se închid, S_6 sau S_7 se închide în funcţie de valoarea lui a_1. În acest mod amplificatorul μ va lucra conform relaţiei 6.16, tensiunea U fiind luată de la bornele condensatorului C_1, egală deci cu U_x, tensiunea de ieşire avînd valoarea:

$$U_e^{(2)} = 2\,(U_x - a_1\, 2^{-1}\, U_R).$$

Această tensiune se va regăsi la bornele condensatorului C_2 şi va fi comparată de C cu tensiunea $2^{-1}U_R$. Rezultatul comparării se aduce la intrarea bistabilului B sub forma bitului a_2.

În tactul trei se va înscrie în B valoarea a_2, în funcţie de aceasta se va comanda închiderea cheii S_6 sau S_7, cheile S_3 şi S_4 se deschid, iar cheile S_2 şi S_5 se închid. În acest tact tensiunea U are valoarea $2\,(U_x - a_1\, 2^{-1}\, U_R)$

Scanned with OKEN Scanner

memorată în C_2 și adusă prin S_5 la intrarea neinversoare a amplificatorului μ. Tensiunea la ieșirea acestuia va fi

$$U_e^{(3)} = 2(U^{(3)} - a_2 2^{-1} U_R) = 2[2(U_x - a_1 2^{-1} U_R) - a_2 2^{-1} U_R].$$

Cu această tensiune se va compara în comparatorul C tensiunea $2^{-1}U_R$ în tactul următor. Funcționarea continuă în același mod, determinîndu-se succesiv valorile biților pînă la ultimul.

Schema din figura 6.12 prezintă avantajul simplității dar impune condiții dificile amplificatorului operațional, viteza acestuia trebuind să fie mare, iar curenții de ieșire să fie de asemenea mari pentru a putea încărca în timp scurt condensatoarele C_1 sau C_2. Impedanța de intrare a sa trebuie să fie mare pentru a nu descărca condensatorul C_1 sau C_2. Funcționarea schemei este perturbată de capacitățile de intrare ale amplificatorului care se vor conecta în paralel cu C_1 sau cu C_2 diminuînd tensiunea de la bornele acestora.

6.2.1. CORECTAREA ERORII LA CONVERTOARELE ÎN CASCADĂ

S-a insistat mai sus asupra importanței pe care o prezintă funcționarea precisă, a primelor etaje dintr-un convertor în cascadă, pentru reducerea erorilor. Există posibilitatea corectării codului obținut în cazul în care un bit este greșit determinat. Pentru a prezenta această posibilitate, se observă în figura 6.11 că tensiunea la ieșirea primului convertor analog numeric este :

$$U_k = -U_R \sum_{i=1}^{k} a_i 2^{-i} .$$

Deoarece din relația (6.17)

$$U_x = U_R \sum_{i=1}^{n} a_i 2^{-i} \qquad (6.17)$$

rezultă :

$$U_x - U_R \sum_{i=1}^{k} a_i 2^{-i} = U_x + U_k = U_R \sum_{i=k+1}^{n} a_i 2^{-i},$$

aceasta fiind tensiunea pe care o amplifică de 2^k ori etajul întîi. Orice valoare ar avea a_i $(i>k)$, tensiunea astfel calculată se găsește între limita inferioară 0 (zero) și limita superioară $2^k U_R (2^{-k} - 2^{-n}) = U_R (1 - 2^{k-n}) < U_R$.

Admițînd că în primul etaj se comite o eroare, ceea ce înseamnă că valoarea unui bit oarecare este inversată, tensiunea furnizată de CNA și trecută prin amplificatorul operațional conduce la ieșire la o tensiune suplimentară,

Scanned with OKEN Scanner

pozitivă sau negativă, în valoare absolută cel puţin egală cu $2^k U_R 2^{-k} = U_R$, cel mai puţin semnificativ bit fiind a_k. Aceasta înseamnă că în loc de a se obţine tensiunea $U_R(1-2^{k-n})$ se va găsi $U_R(1-2^{k-n}) \pm U_R = U_R(1 \pm 1 - 2^{k-n})$. Această tensiune este sau negativă, atunci cînd componenta de eroare se ia cu semn negativ, sau pozitivă şi mai mare decît U_R, atunci cînd componenta erorii se ia cu semn pozitiv. Deoarece $k < n$, la absenţa erorii tensiunea de ieşire trebuie să fie pozitivă şi mai mică decît U_R. Un detector de semn şi de nivel poate acum sesiza prezenţa erorii de conversiune şi eventual comanda corecţia, deoarece semnalul negativ pune în evidenţă o conversie printr-un număr mai mare decît cel corect, iar un semnal pozitiv cu valoare superioară lui U_R indică un număr mai mic decît cel corect. Posibilitatea detecţiei şi corecţiei erorii de conversie există independent de cauzele apariţiei erorii — greşeală de prelucrare sau precizie redusă în convertorul analog numeric şi pentru oricare din biţii prelucraţi. În figura 6.13 se prezintă o schemă parţială în care se detectează şi se corectează eroarea de conversie. Detectorul de depăşire DD sesizează prezenţa şi semnul erorii comandînd în numărătorul binar reversibil NBR adunarea sau scăderea ritmică. Deoarece convertorul analog numeric CAN a încărcat în derivaţie numărătorul NBR, iar convertorul numeric analogic CNA prelucrează conţinutul acestuia, o adunare sau o scădere în NBR va conduce la variaţia în sensul dorit a tensiunii date de amplificatorul μ. Procesul de adunare sau scădere în NBR durează pînă ce detectorul de depăşire nu mai sesizează prezenţa erorii. Numărul introdus suplimentar în NBR este de obicei ± 1 dacă eroarea s-a datorat unei conversii puţin precise şi poate fi mai mare dacă eroarea a apărut ca urmare a unei greşeli de conversie în CAN. După corecţie, tensiunea furnizată de amplificatorul μ poate fi prelucrată în etajele următoare.

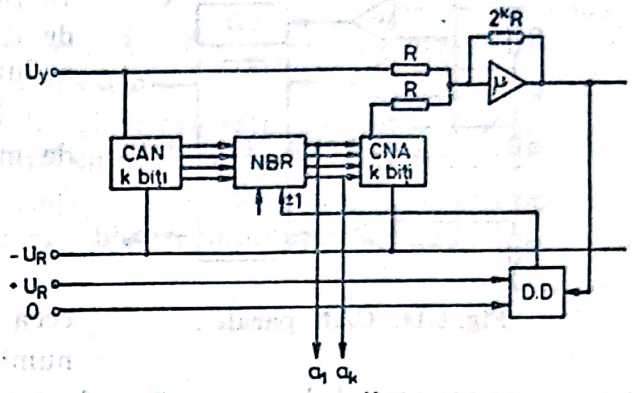


Fig. 6.13. Corectarea erorii la convertorul în cascadă.

6.3. CONVERTOARE ÎN PARALEL ŞI SERIE PARALEL

Spre deosebire de convertoarele cu aproximare succesivă sau cele în cascadă la care valorile biţilor se obţin într-o anumită succesiune, la convertoarele în paralel acestea rezultă simultan. Evident că în acest mod viteza de conversiune creşte apreciabil, dar pentru aceasta este nevoie de o schemă mult mai bogată. Figura 6.14 ilustrează principiul unui astfel de convertor. Tensiunea de referinţă, U_R, este divizată în 2^n părţi egale, obţinîndu-se astfel

Scanned with OKEN Scanner

rezoluția egală cu $2^{-n}U_R$. Tensiunea de măsură U_x este comparată simultan cu cele 2^n tensiuni obținute prin divizare. În acest scop sînt necesare evident 2^n comparatoare $\mu_0 \dots \mu_{2^n-1}$. Funcția lor este aceea de a sesiza dacă tensiunea U_x este mai mică sau mai mare decît fracțiunea din tensiunea de referință aplicată la cea de a doua intrare a lor. În funcție de starea comparatoarelor schema de descifrare D produce la ieșire cei n biți ai codului tensiunii U_x.

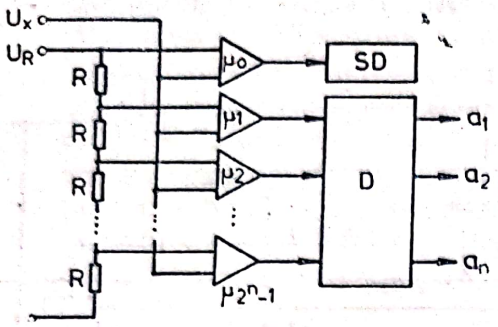


Fig. 6.14. CAN paralel.

Într-adevăr valoarea maximă a tensiunii de măsurat este

$$U_{max} = U_R - \frac{1}{2^n} U_R = \sum_{i=1}^{n} 2^{-i} U_R ,$$

ceea ce înseamnă că ea se exprimă printr-un număr binar cu n biți. Comparatorul μ_0 are numai scopul de a semnaliza depășirea domeniului de măsură prin dispozitivul SD prevăzut în acest scop.

Acest tip de comparator este cel mai rapid posibil. Viteza lui este limitată numai de cea a comparatorului și a sistemelor logice de descifrare. Fără componente de performanțe deosebite se pot obține 10^7 conversiune pe secundă. El necesită însă mult mai numeroase componente decît celelalte tipuri de convertoare din care cauză prețul său devine exagerat.

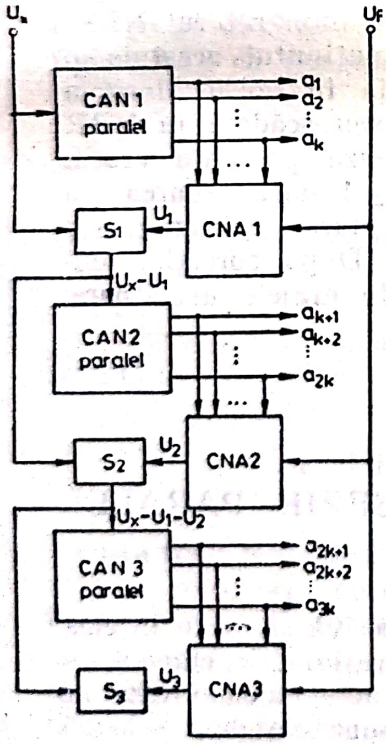


Fig. 6.15. CAN serie-paralel.

Pentru reducerea numărului de elemente componente se poate proceda similar ca la convertoarele în cascadă, determinîndu-se în paralel numai cîte k biți. Diferența dintre tensiunea U_x și cea corespunzătoare celor k biți, nu se mai înmulțește cu 2^k, ca la convertoarele în cascadă, ci se convertește direct în alți k biți, de ordin inferior celor precedenți. Această operație continuă de m ori dacă se doresc $n=mk$ biți. În figura 6.15 este prezentată o astfel de schemă. Aceasta conține m convertoare analog numerice de k biți cu funcționare în paralel, $m-1$ convertoare numeric analogice și $m-1$ dispozitive de scădere notate S_1, S_2, ..., S_{m-1}. Primul convertor analog numeric paralel CAN 1 determină k biți, a_1, a_2, ..., a_k, cel mai semnificativ bit fiind aici a_1. Tensiunea furnizată de convertorul numeric analogic CNA 1 va avea valoarea

$$U_1 = \sum_{r=1}^{k} a_r 2^{-r} U_R ,$$

Diferența $U_x - U_1$ obținută în elementul de diferență S_1, mai mică decît $2^{-k} U_R$, se va converti în

Scanned with OKEN Scanner

CAN 2 pentru a da următorii biți cu ponderi mai mici decît 2^{-k}, astfel încît CNA 2 va furniza tensiunea

$$U_2 = \sum_{r=k+1}^{2k} a_r 2^{-r} U_R.$$

Diferența $U_x - U_1 - U_2$ este mai mică decît $2^{-2k} U_R$ și se va converti în CAN 3 pentru a da valorile următorilor k biți etc.

Schema conține mai puține elemente dar și viteza este mai redusă decît la convertoarele paralel și anume proporțional cu numărul m de etaje înseriate.

Convertoarele în serie (cascadă) și convertoarele în paralel constituie cazurile extreme, în practică întîlnindu-se de obicei combinații între acestea.

6.4. CAN CU TENSIUNE DE COMPARAȚIE VARIABILĂ ÎN TREPTE EGALE

Convertoarele cu aproximare succesivă realizează tensiunea de comparație prin însumarea unor tensiuni inegale, care se găsesc în raportul unor puteri ale lui 2. Prin aceasta se obține un număr minim de pași succesivi de aproximare, dar schema necesară este destul de pretențioasă.

O simplificare rezultă dacă în schema din figura 6.9, convertorul numeric analog care furnizează tensiunile ponderate pentru a obține aproximarea succesivă este înlocuit cu un generator de tensiune variabilă în trepte egale. Un astfel de generator se realizează simplu cu ajutorul unui numărător a cărui stare comandă o rețea rezistivă conectată la tensiunea U_R, astfel încît tensiunea de ieșire U_c este proporțională cu numărul N înscris în numărător

$$U_c = N.q,$$

q fiind rezoluția convertorului.

Procedura de măsurare începe cu $N=0$. De la un generator se introduc impulsurile în numărător pînă se obține egalitatea

$$U_\theta = U_x.$$

În acest moment intrarea numărătorului se blochează și se afișează rezultatul

$$U_x = N.q.$$

În figura 6.16 este prezentată o schemă care realizează acest principiu. Generatorul G_2 furnizează impulsurile de tact care determină începerea și sfîrșitul ciclului de măsurare. Frecvența sa f_2, este foarte joasă pentru că durata conversiunii $T_2 = 1/f_2$ este determinată de limita superioară a domeniului de

Scanned with OKEN Scanner

măsurare, care corespunde capacității numărătorului, N_{max}. Dacă fiecare operație elementară durează Δt, atunci pentru N_{max} operațiuni rezultă timpul T_2 necesar

$$T_2 = N_{max} \cdot \Delta t.$$

De exemplu, dacă $\Delta t = 2\mu s$ și convertorul are 12 biți deci $N_{max} = 2^{12} = 4\,096$ rezultă $T_2 = 8{,}192$ ms, respectiv $f_2 \cong 120$ Hz. În realitate f_2 este și mai mic.

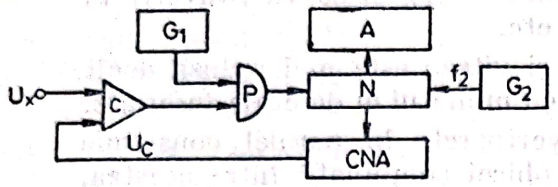


Fig. 6.16. CAN cu tensiune în trepte egale.

Dacă semnalul de ieșire al comparatorului C este pozitiv, adică $U_x - U_c > 0$, atunci impulsurile generate de G_1, de frecvența f_1, trec prin poarta P în numărătorul N. Ca urmare tensiunea U_c crește în trepte egale. Cînd $U_x - U_c < 0$ poarta P este blocată, conținutul numărătorului rămîne neschimbat. Pentru ca ciclul de măsurare să se reia, este necesar să se aștepte pînă cînd generatorul G_2 pune numărătorul N la zero. În acest moment se realizează $U_c = 0$, deci $U_x - U_c > 0$ și funcționarea se repetă similar. Afișarea se face prin circuitul A.

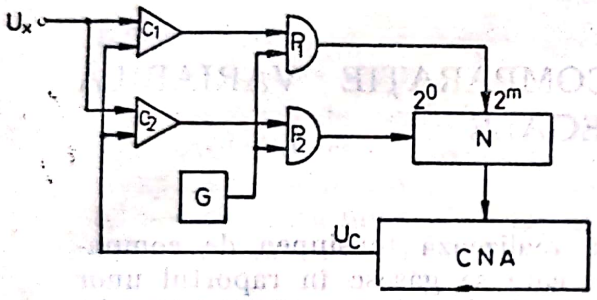


Fig. 6.17. CAN cu tensiune în trepte neegale.

Convertorul realizat în acest mod este simplu, dar timpul de conversiune este prea mare. O reducere a acestuia este posibilă prin folosirea schemei din fig. 6.17. Diferența principală față de schema din figura anterioară constă în faptul că numărătorul are două intrări, una în rangul cel mai puțin semnificativ, comandată de poarta P_2 și a doua în rangul 2^m, comandată de poarta P_1. Atîta timp cît poarta P_1 este deschisă conținutul numărătorului se modifică la fiecare impuls de intrare cu 2^m, deci tensiunea de comparație variază în trepte egale cu $2^m \cdot q$. Cînd diferența dintre U_x și U_c devine mai mică decît $2^m q$, P_1 se blochează și se deschide P_2. (Partea din schemă care realizează aceste funcții nu este prezentată). Impulsurile intrînd în rangul 2^0 treptele de tensiune au acum valoarea q.

În acest mod numărul maxim de trepte necesar se reduce la

$$\frac{N_{max}}{2^m} + 2^m = 2^{n-m} + 2^m.$$

De exemplu, pentru $n = 12$, $N_{max} = 2^n = 2\,096$ și dacă se alege $m = 6$, rezultă numărul de trepte maxim

$$2^{12-6} + 2^6 = 2 \cdot 2^6 = 128.$$

Prin urmare timpul de conversie se reduce de $2^5 = 32$ ori. În fond schema din figura 6.17 realizează măsurarea folosind două mărimi de comparație, $2^m q$ și q. Dacă se folosește sistemul de numerație zecimal, generalizînd procedura de mai sus, vor trebui folosite trepte de tensiune corespunzătoare unităților, zecimilor,

sutimilor etc de volt. Pentru un număr zecimal cu 3 ranguri revin cel mult 27 de trepte, cu valori în raportul 1/10/100. Dacă treptele ar fi fost egale era nevoie de 999 trepte.

În figura 6.18 se prezintă un convertor zecimal, cu recirculare restului bazat pe principiul expus mai sus. Pentru reducerea elementelor de comparație, restul rezultat la o decadă se memorează și se aduce apoi la intrarea convertorului, similar cu funcționarea schemei din figura 6.12.

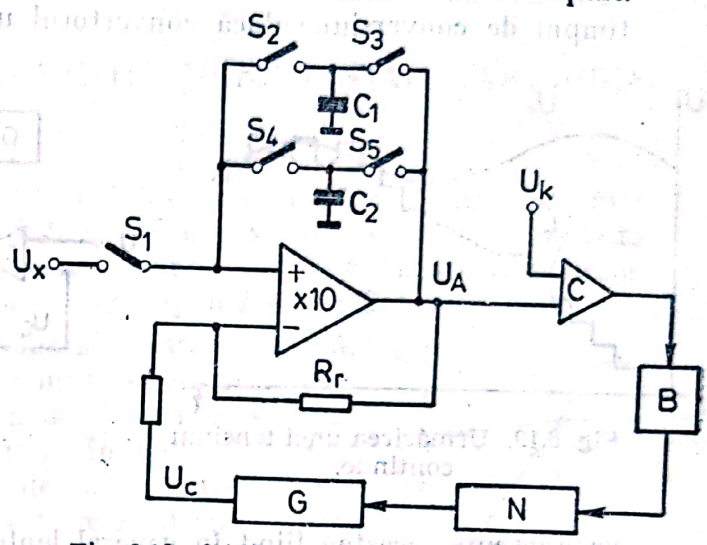


Fig. 6.18. CAN zecimal cu recirculare.

Dacă presupunem că limita superioară de măsurare a convertorului este 1 V, în prima etapă treptele tensiunii de comparație U_c trebuie să fie de 0,1 V. Această etapă durează atît timp cît $U_x - U_c > 0{,}1$ V, condiție controlată de un comparator C, la care tensiunea de referință U_k trebuie să fie $0{,}1A$ volt, A fiind factorul cu care se amplifică tensiunea $U_x - U_c$ înainte de a fi adusă la comparator. Sistemul de numărare fiind zecimal, A se alege 10, deci $U_k = 1$ V. Atît timp cît $U_x - U_x > 0{,}1$ V, astabilul B este deblocat și el livrează impulsurile de intrare în numărătorul N. La fiecare impuls tensiunea generatorului G crește cu o treaptă de 0,1 V.

În tot acest interval de timp S_3 este închis astfel încît condensatorul C_1 se încarcă la tensiunea

$$U_A = 10\,(U_x - U_c).$$

În momentul în care $U_x - U_c < 0{,}1$ V, comparatorul C blochează astabilul B și deci tensiunea U_c nu se mai modifică. Valoarea ei corespunde cu aceea din rangul zecimilor a tensiunii U_x. Restul $U_x - U_c$ poate fi cel mult de ordinul sutimilor. Determinarea acestuia, după procedura de mai sus ar necesita un comparator cu o tensiune de referință U_k de 0,1 V. Condensatorul C_1 este încărcat însă la tensiunea $10\,(U_x - U_c)$ care dacă se mai amplifică de 10 ori face ca tensiunea U_k necesară să fie 1 V ca și în prima etapă. În acest scop în etapa a doua S_1 și S_3 se deschid și se închide S_2. Prin aceasta la intrarea amplificatorului se aduce tensiunea $U_A = 10\,(U_x - U_c)$ pentru a se compara cu tensiune dată de G, treptele tensiunii fiind de aceeași valoare ca și în etapa întîia. În acest fel se determină acum valoarea din rangul sutimilor a tensiunii U_x.

Pentru memorarea noului rest, pe condensatorul C_2, se închide S_5. Pentru determinarea celei de a treia zecimală se deschid S_2 și S_5 și se închid S_4 și S_3. Înaintea începerii unei noi etape de măsurare, conținutul numărătorului N se memorează și apoi se anulează pentru ca întotdeauna tensiunea U_c să înceapă să crească de la valoarea zero.

Scanned with OKEN Scanner

6.5. CAN CU SISTEME DE URMĂRIRE

Convertoarele prezentate pînă acum reiau ciclic măsurarea tensiunii U_x, de fiecare dată fiind necesar acelaşi timp de conversiune. Se poate reduce mult timpul de conversiune dacă convertorul urmăreşte numai variaţiile tensiunii

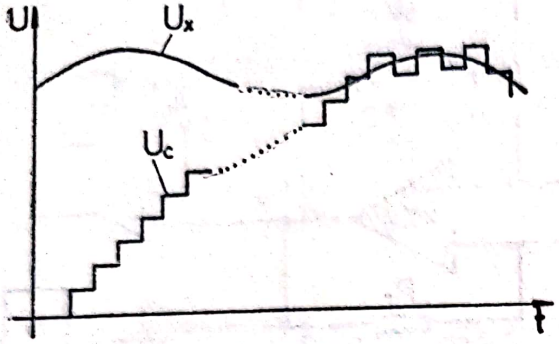


Fig. 6.19. Urmărirea unei tensiuni continue.

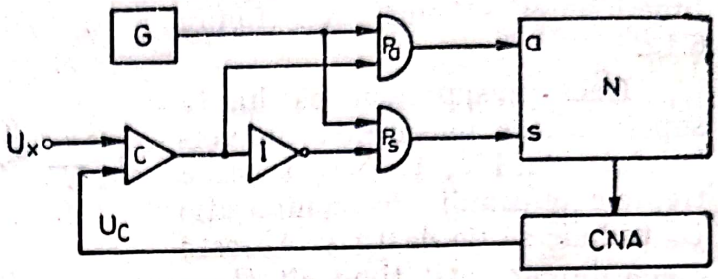


Fig. 6.20. CAN cu urmărire.

necunoscute, acestea fiind în general lente. Principiul de funcţionare al unui sistem de urmărire este redat în figura 6.19 din care rezultă că tensiunea U_c la terminarea unei măsurări nu trebuie să revină la zero, ci doar să se modifice, în ciclul următor, pentru a avea din nou $U_x = U_c$. În acest scop este necesar ca numărătorul să fie reversibil şi funcţionarea lui să fie comandată de semnul diferenţei $U_x - U_c$.

În figura 6.20 este prezentată o schemă care utilizează acest principiu. Dacă $U_x - U_c > 0$, poarta P_a este deschisă şi impulsurile date de generatorul G intră în numărător la intrarea a fiind adunate. Dacă $U_x - U_c < 0$ impulsurile trecute prin poarta P_s vor fi scăzute. În acest fel are loc urmărirea tensiunii U_x, timpul de conversiune pentru variaţii mici reducîndu-se substanţial.

6.6. CAN INDIRECTE

În convertoarele prezentate pînă acum, tensiunea de comparaţie U_c se obţine, plecînd de la o tensiune de referinţă U_R bine cunoscută, prin divizare şi însumare. Ca urmare pentru cunoaşterea valorii acestei tensiuni se necesită doar cunoaşterea rapoartelor de divizare şi a modalităţilor de însumare, care sînt funcţie de poziţia unor comutatoare. În consecinţă nu este nevoie să se măsoare tensiunea U_c, pentru a fi cunoscută. În cazul CAN cu tensiune în trepte se necesită doar numărarea treptelor, operaţie mai simplă decît cea de decodare a stării cheilor.

Scanned with OKEN Scanner

În CAN care vor fi prezentate în acest paragraf cunoaşterea valorii tensiuni de comparaţie U_c se realizează prin măsurarea numerică a unei alte mărimi, timp sau frecvenţă. Din această cauză ele poartă denumirea de CAN indirecte.

6.6.1. CAN CU GENERATOR DE TENSIUNE LINIAR VARIABILĂ

În cazul în care tensiunea necunoscută U_x se compară cu o tensiune liniar variabilă, pentru determinarea valorii tensiunii U_x este necesar să fie cunoscută panta α a tensiunii liniar variabile şi să se măsoare timpul de variaţie al acesteia, de la valoarea zero pînă la valoarea U_x, ($t_1 - t_0$ în figura 6.21).

Se observă că tensiunea de comparaţie este continuă, nu discretă, şi că de fapt ceea ce se măsoară numeric este timpul. Din această cauză acest tip de convertor se mai numeşte cu mărime intermediară timp. În figura 6.22 este prezentată schema unui convertor de acest tip. Generatorul de tensiune liniar variabilă H este realizat cu un integrator tip Miller. Atît timp cît cheia S este deschisă, tensiunea U_R este integrată, obţinîndu-se la ieşire tensiunea $u_c = -\frac{U_R}{RC}$. Cînd se închide S, condensatorul C se descarcă şi tensiunea u_c scade brusc la zero. De obicei, pentru a putea măsura tensiuni de ambele polarităţi, tensiunea la ieşirea integratorului se deplasează cu o anumită valoare U_0, astfel încît $u_c = -\frac{U_R}{RC}t + U_0$ (fig. 6.23). Comparatoarele C_1 şi C_2 dau prin circuitele de diferenţiere D impulsuri la schimbarea semnului tensiunii de la ieşirea lor, adică C_1 generează un impuls cînd $U_x = u_c$, iar C_2 cînd $u_c = 0$.

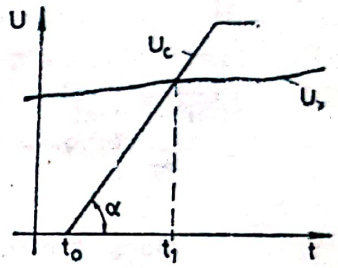


Fig. 6.21. Principiul conversiei tensiune-timp.

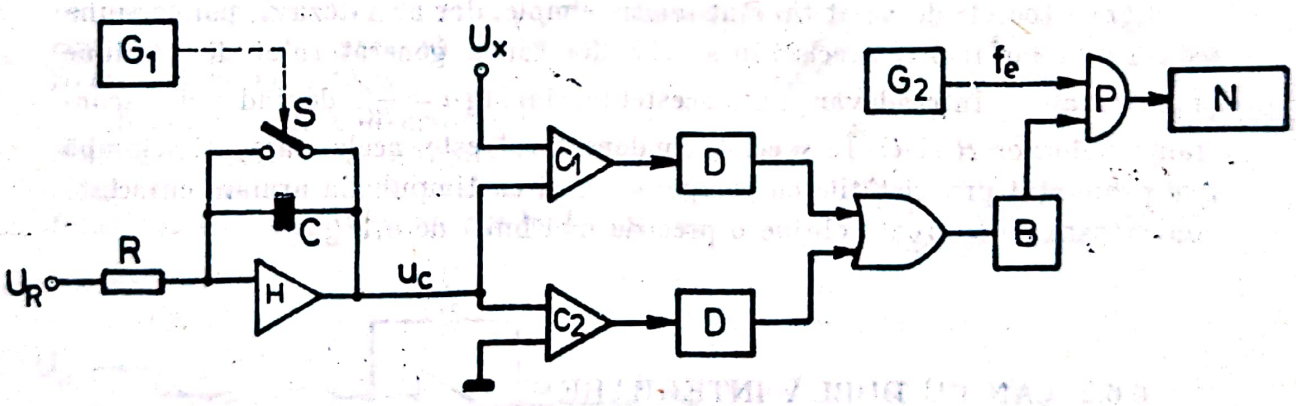


Fig. 6.22. CNA cu conversie intermediară în timp.

Prin bistabilul B, poarta P este deschisă între momentele t_1 și t_2 în care se produc impulsurile de către comparatoarele C_1 și C_2. În acest interval de timp, t_2-t_1, trec prin poartă impulsurile date de generatorul G_2, de frecvență etalon f_e și care se numără de către numărător, $N=(t_2-t_1)f_e$.

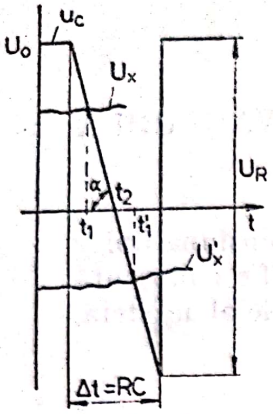


Fig. 6.23. Conversia tensiune-timp pentru tensiuni bipolare.

Din figura 6.23 rezultă imediat

$$U_x = u_c = (t_2 - t_1)\frac{U_R}{RC}$$

și deci

$$U_x = \frac{U_R}{RCf_e}N$$

Se observă că alegerea pantei și a frecvenței impulsurilor, ca și constanța acestora, determină precizia măsurării. Pentru ca eroarea de ± 1 impuls, inerentă funcționării schemei, să conducă la o eroare relativă mică de măsurare a tensiunii U_x, este nevoie ca N să fie mare, deci $\frac{U_R}{RC}$ mic și f_e ridicat. Panta tensiunii nu poate să fie prea mică pentru că pe de o parte determinarea momentelor t_1 și t_2 este inexactă, iar pe de altă parte micșorarea pantei conduce la creșterea timpului de conversiune.

Dacă tensiunea măsurată este negativă, C_2 va produce primul impuls, în rest schema funcționează ca și mai înainte. Acest fapt permite determinarea semnului tensiunii, dacă $t_2>t_1$ tensiunea este pozitivă iar dacă $t_1>t_2$ atunci este negativă.

Convertoarele de acest tip sînt relativ simple, dar au viteza de conversiune redusă și nu pot fi prea precise, în special din cauza generatorului de tensiune liniar variabilă. Într-adevăr panta acestei tensiuni $\operatorname{tg}\alpha = \frac{U_R}{RC}$ depinde de constanța valorilor R și C. În special condensatorul este acela care își schimbă mai pronunțat proprietățile cu temperatura și cu timpul. Ca urmare cu aceste convertoare nu se poate obține o precizie mai bună de 0,1%.

6.6.2. CAN CU DUBLĂ INTEGRARE

Pentru eliminarea dependenței indicației convertorului de tip tensiune — timp de constanta de timp a circuitului de integrare, RC, se introduce încă o etapă în ciclul de măsurare. În prima etapă se integrează tensiunea de măsurat U_x un timp bine determinat t_1, obținîndu-se la ieșirea integratorului tensiunea

$$u_i = -U_x\frac{t_1}{RC}.$$

În etapa a doua se aplică la intrarea integratorului o tensiune de referință U_R de semn opus cu U_x astfel încît condensatorul C se va descărca după relația

$$u = u_i + U_R \frac{t_1}{RC}.$$

Dacă notăm cu t_d intervalul de timp în care condensatorul s-a descărcat complet rezultă

$$0 = -U_x \frac{t_1}{RC} + U_R \frac{t_d}{RC}$$

sau

$$U_x = U_R \frac{t_d}{t_1},$$

relație din care a dispărut constanta de timp și care pune în evidență dependența liniară dintre tensiunea necunoscută U_x și timpul de integrare t_d. În figura 6.24 se vede o diagramă de variație în timp a tensiunii de ieșire din integrator în cazul măsurării a două tensiuni necunoscute U_{x1} și U_{x2}. Se poate observa că în prima parte a procesului, tensiunea U_{i2} este mai mare decît U_{i1} ca urmare a inegalității $U_{x1} < U_{x2}$. În partea a doua, deoarece panta de descreștere este constantă și dreptele paralele, $t_{d1} < t_{d2}$, acești timpi servind ca măsură a tensiunilor necunoscute.

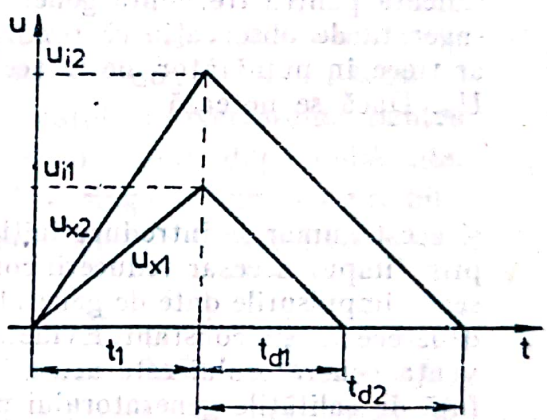


Fig. 6.24. Tensiunea la ieșirea integratorului.

Obținerea unei precizii ridicate cu această metodă este posibilă dacă tensiunea de referință se menține constantă, ceea ce nu ridică probleme deosebite și dacă de asemenea timpul de integrare a tensiunii U_x este riguros constant, ceea ce necesită un generator de frecvență stabilizată.

Schema unui convertor cu dublă integrare este prezentată în figura 6.25. Generatorul G de frecvență etalon guvernează funcționarea întregii scheme. De la el printr-un

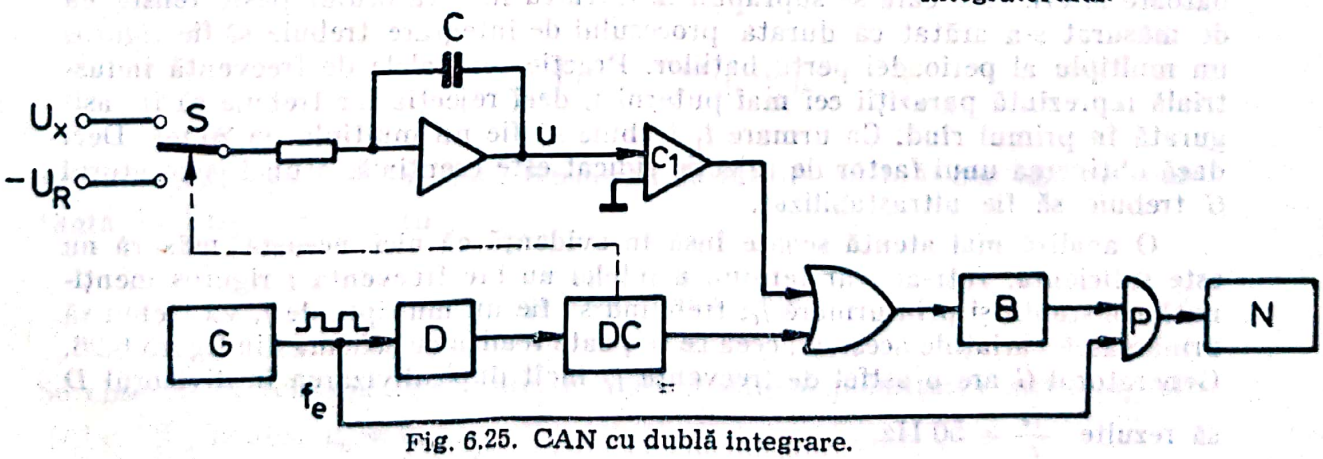


Fig. 6.25. CAN cu dublă integrare.

divizor de frecvență D, se obțin intervalele de timp necesare. Prin dispozitivul de comandă DC, cheia S este închisă pentru un timp t_1 la tensiunea U_x și apoi este comutată la $-U_R$. Măsurarea timpului de descărcare, t_d, se efectuează plecînd tot de la generatorul G, impulsurile acestuia fiind numărate de numărătorul N atît timp cît poarta P este deschisă de către bistabilul B. Acesta este trecut în poziția „1" de către un impuls dat de dispozitivul de comandă simultan cu trecerea cheii S pe $-U_R$. Bistabilul rămîne în această poziție pînă cînd comparatorul C_1 dă un impuls la trecerea prin zero a tensiunii u. În timpul acesta, t_d, în numărător se înregistrează N impulsuri.

$$N = f_e t_d = \frac{U_x}{U_R} t_1 f_e .$$

Prin urmare

$$U_x = N \frac{U_R}{t_1 f_e} \tag{6.18}$$

și dacă se iau valori potrivite pentru U_R, t_1 și f_e, numărul N poate exprima direct valoarea tensiunii U_x.

În multe voltmetre de acest tip, pentru a nu fi necesară o precizie foarte ridicată pentru frecvența generatorului G, f_e, se folosește următoarea metodă, sugerată de observația că produsul $t_1 f_e$ reprezintă numărul de impulsuri care ar trece în numărător, de la același generator G, în timpul integrării tensiunii U_x. Dacă se notează

$$m = t_1 f_e$$

și acest număr se introduce inițial în numărător, durata t_1 se poate determina prin timpul necesar reducerii conținutului numărătorului la zero, dacă acesta scade impulsurile date de generator. În acest fel dacă f_e scade t_1 crește și invers, deoarece m este constant. Evident, se presupune că în cadrul aceluiași ciclu frecvența generatorului este aceeași în cele două etape. În acest mod pretențiile față de calitățile generatorului pot fi mai scăzute. Problema trebuie analizată însă și din alt punct de vedere. Pentru a reduce influența tensiunilor perturbatoare alternative care se suprapun la intrarea integratorului peste tensiunea de măsurat s-a arătat că durata procesului de integrare trebuie să fie riguros un multiplu al perioadei perturbațiilor. Practic semnalele de frecvență industrială reprezintă paraziții cei mai puternici, deci rejecția lor trebuie să fie asigurată în primul rînd. Ca urmare t_1 trebuie să fie un multiplu de 20 ms. Deci dacă obținerea unui factor de rejecție ridicat este esențială, atunci generatorul G trebuie să fie ultrastabilizat.

O analiză mai atentă scoate însă în evidență că nici această măsură nu este suficientă. Într-adevăr tensiunea rețelei nu are frecvența f riguros menținută constantă și prin urmare f_e, trebuind să fie un multiplu de f, va trebui să urmărească variațiile acesteia, ceea ce se poate realiza cu schema din figura 6.26. Generatorul G are o astfel de frecvență f_e încît după divizarea în divizorul D să rezulte $\frac{f_e}{r} = 50$ Hz.

Scanned with OKEN Scanner

Această frecvență ca și a rețelei, f, acționează asupra comparatorului C la ieșirea căruia se obține o tensiune $u=k\left(f-\frac{f_e}{r}\right)$ care comandă generatorul G modificîndu-i frecvența pînă cînd $\frac{f_e}{r}=f$.

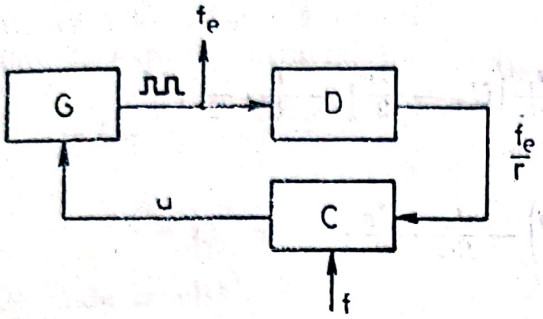


Fig. 6.26. Generarea unei tensiuni de frecvență proporțională cu f.

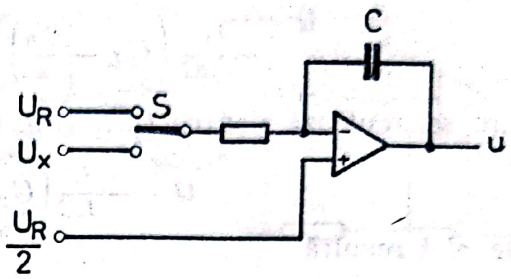


Fig. 6.27. CAN cu dublă integrare pentru tensiuni bipolare.

Pentru a putea fi măsurate tensiuni de ambele polarități este necesar să se dispună de două tensiuni de referință de semne opuse, de fiecare dată alegîndu-se în faza a doua tensiunea de polaritate diferită față de cea de măsurat. O asemenea soluție prezintă inconvenientul că cele două surse de tensiuni de referință nu pot fi identice și de aceea indicațiile convertorului, pentru aceeași valoare absolută a tensiunilor de intrare vor diferi, după polaritate. Se preferă varianta conform căreia se utilizează o singură sursă cu posibilitatea de a putea fi conectată în circuit în ambele sensuri. În acest scop sînt necesare numai niște chei de calitate.

O altă soluție, introdusă în ultimul timp, prevede la intrarea neinversoare a integratorului o tensiune $\frac{U_R}{2}$, în ambele faze (figura 6.27). Notînd cu U_i tensiunea de la intrarea circuitului de integrare, ($U_i = U_x$ sau $U_i = U_R$), se obține pentru tensiunea de ieșire

$$u=-\frac{1}{RC}\left(U_i-\frac{U_R}{2}\right)dt+u_0,$$

u_0 fiind tensiunea inițială. Dacă tensiunea de intrare poate fi considerată constantă în timpul integrării

$$u=-\frac{t}{RC}\left(U_i-\frac{U_R}{2}\right)+u_0.$$

Se observă că tensiunea de ieșire, u, nu-și modifică polaritatea atît timp cît $|U_i|<\frac{U_R}{2}$, pentru $u_0=0$.

Dacă faza întîia durează t_1 și în acest timp se integrează U_x, la sfîrșitul ei tensiunea integratorului va fi

$$u_1 = -\frac{t_1}{RC}\left(U_x - \frac{U_R}{2}\right).$$

În faza a doua, în locul lui U_x se conectează U_R și ca urmare se obține tensiunea

$$u = u_1 - \frac{t}{RC}\left(U_R - \frac{U_R}{2}\right) = -\frac{t_1}{RC}\left(U_x - \frac{U_R}{2}\right) - \frac{t}{RC}\cdot\frac{U_R}{2},$$

care se anulează pentru $t=t_2$ (fig. 6.28)

$$0 = -\frac{t_1}{RC}\left(U_x - \frac{U_R}{2}\right) - \frac{t_2}{RC}\cdot\frac{U_R}{2}.$$

De aici rezultă

$$U_x = \frac{t_1 - t_2}{t_1}\cdot\frac{U_R}{2}.$$

În figura 6.28 s-a prezentat variația în timp a tensiunii de la ieșirea integratorului pentru tensiunea $U'_x > 0$ și pentru $U''_x < 0$. Se poate observa că în ambele cazuri prima integrare durează t_1 secunde, iar partea a doua este constituită din drepte paralele, de unde rezultă diferența între t'_2 și t''_2. Tensiunea U_x fiind proporțională cu diferența $t_1 - t_2$, se remarcă posibilitatea determinării semnului lui U_x prin semnul diferenței $t_1 - t_2$. Diferența se obține simplu cu ajutorul unui numărător reversibil în care în timpul t_1 se adună impulsurile generatorului etalon, iar în t_2 se scad. Valoarea lui t_1 se alege din condiția de rejecție a semnalelor parazite, iar U_R astfel încît factorul $\frac{U_R}{2t_1}$ să fie 10^n. În acest fel diferența $t_1 - t_2$ reprezintă chiar numărul corespunzător tensiunii U_x, factorul $\frac{U_R}{2t_1}$ determinînd numai poziția virgulei.

Timpul de conversiune al convertoarelor cu dublă integrare este format din duratele celor două faze de integrare t_1 și t_d, precum și din timpul necesar

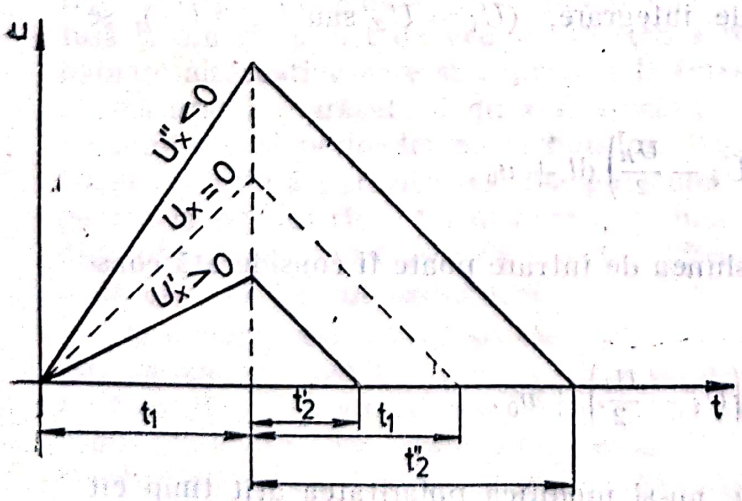


Fig. 6.28. Tensiunea la ieșirea integratorului pentru intrări bipolare.

punerii la zero a schemei și eventual din cel pentru introducerea automată a corecțiilor. După cum s-a spus t_1 este determinat din considerente de rejecție maximă, ca urmare pentru reducerea timpului de conversiune este necesar să se acționeze asupra lui t_d. În acest scop se poate folosi schema din figura 6.29. În faza întîia S_1 este închis în timpul t_1 ca și la metoda obișnuită. În faza a doua la început se închide S_2, tensiunea U_R fiind integrată în H pînă

cînd $u = u_r \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_R$, tensiune adusă la cel de al doilea terminal al comparatorului C. În continuare se deschide S_2 și se închide S_3. Ca urmare se continuă integrarea lui U_R, dar cu o constantă de timp 100 RC, pînă la îndeplinirea condiției $u = 0$, la comparator tensiunea de prag fiind în acest caz nulă (figura 6.30). Această funcționare se exprimă prin relația

$$-U_x \frac{t_1}{RC} + U_R \frac{t_{d1}}{RC} + U_R \frac{t_{d2}}{100\,RC} = 0.$$

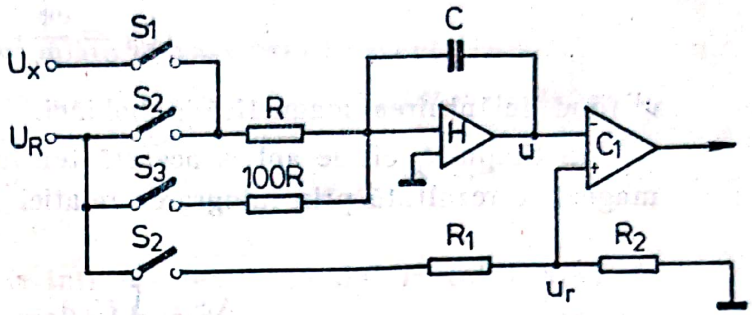


Fig. 6.29. CAN cu dublă integrare cu reducerea timpului de conversie.

De unde rezultă

$$U_x = U_R \frac{t_{d1}}{t_1} + U_R \frac{t_{d2}}{100\,t_1} = \frac{U_R}{100\,t_1}(100\,t_{d1} + t_{d2}).$$

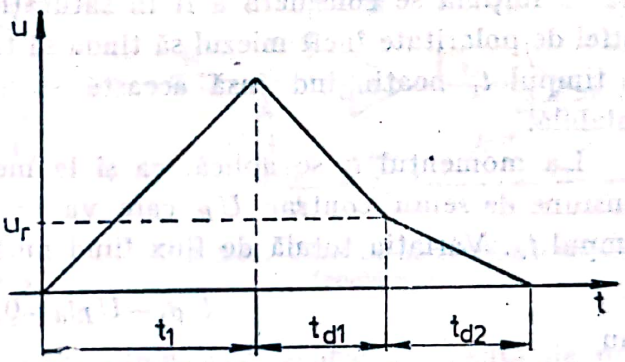


Fig. 6.30. Tensiunea la ieșirea integratorului din figura 6.29.

Intervalele de timp t_{d1} și t_{d2} se măsoară cu ajutorul aceluiași generator de frecvență etalon, f_e. Pentru a se înregistra în numărător direct 100 t_{d1}, impulsurile corespunzătoare se introduc în decada sutelor. Impulsurile de la măsurarea lui t_{d2} intră în decada unităților. Ca urmare conținutul numărătorului va fi

$$N = f_e \cdot 100\ t_{d1} + f_e t_{d2} = f_e\,(100\ t_{d1} + t_{d2})$$

și deci tensiunea de măsurat se determină cu relația :

$$U_x = \frac{U_R}{100\,f_e\,t_1} \cdot N. \qquad (6.19)$$

Comparînd relația (6.18) cu (6.19) rezultă că pentru același număr înregistrat N, deci aceeași rezoluție a măsurării, metoda descrisă este echivalentă cu aceea clasică dar cu o frecvență de 100 ori mai mare. Prin urmare fără să se crească frecvența generatorului etalon crește viteza de conversiune, timpii de descărcare în cele două cazuri fiind, pentru același N

$$N = f_e t_d = f_e\,(100\ t_{d1} + t_{d2})$$

în raportul

$$\frac{t_d}{t_{d1} + t_{d2}} = \frac{100\,t_{d1} + t_{d2}}{t_{d1} + t_{d2}}.$$

Scanned with OKEN Scanner

În locul circuitului de integrare cu amplificator operațional se poate utiliza, în același scop, un circuit feromagnetic cu ciclu de histereză rectangular. Dacă la o înfășurare, cu rezistență neglijabilă, plasată pe acest miez, se aplică o tensiune constantă U_i, atunci se poate scrie

$$U_i = \frac{d\psi}{dt}, \tag{6.20}$$

ψ fiind înlănțuirea magnetică a bobinei.

În timpul t_1 cît se aplică această tensiune are loc o variație a înlănțuirii magnetice rezultată prin integrarea relației (6.20)

$$\Delta\psi = \int_0^{t_1} U_i \, dt = U_i t_1. \tag{6.21}$$

Starea inițială se consideră a fi în saturație. Tensiunea U_i trebuie să aibă o astfel de polaritate încît miezul să tindă să treacă în cealaltă stare de saturație, în timpul t_1 neatingînd însă această stare, pentru ca relația (6.21) să fie valabilă.

La momentul t_1 se aplică, ca și la metoda dublei integrări obișnuite, o tensiune de semn contrar U_R care va readuce miezul în starea inițială în timpul t_d. Variația totală de flux fiind nulă, rezultă

$$U_i t_1 - U_R t_d = 0,$$

sau

$$U_c = \frac{U_R}{t_1} t_d.$$

Determinarea lui t_d este posibilă pe baza observației că în acest interval de timp există variația de flux, deci plasînd o a doua bobină pe același miez, în ea se va induce o tensiune care dispare în momentul atingerii saturației, adică la sfîrșitul lui t_d.

Această tensiune va comanda poarta de intrare în numărător.

6.6.3. CAN CU CONVERSIE TENSIUNE — FRECVENȚĂ

Aceste convertoare se bazează pe faptul că valoarea medie a tensiunii unor impulsuri egale, cu amplitudinea U_i și durată t_i, depinde de frecvența lor f_i:

$$U_{med} = U_i t_i f_i.$$

Scanned with OKEN Scanner

Dacă această tensiune se utilizează pentru compararea cu tensiunea de măsurat U_x, reglînd frecvența impulsurilor se poate ajunge la egalitatea

$$U_x = U_{med} = U_i t_i f_i \tag{6.22}$$

și pentru $U_i t_i = ct$, tensiunea U_x se poate măsura prin frecvența f_i.

Pentru aplicarea acestui principiu sînt necesare : un generator de impulsuri standard, cu frecvență reglabilă, un circuit de mediere și un dispozitiv de comparație care să comande generatorul. Cea mai utilizată combinație a acestor elemente este prezentată în figura 6.31.

Tensiunea U_x este aplicată la intrarea integratorului H tot timpul. În momentul în care $u = U_r$, comparatorul C_1 dă un impuls de comandă spre generatorul G, acesta furnizînd un impuls standard de amplitudine U_i și durată t_i, de polaritate inversă tensiunii U_x. Acest impuls produce o scădere a tensiunii de intrare a integratorului H și se transmite la ieșire. După t_i, la intrare acționează din nou numai U_x și funcționarea se repetă ciclic (fig. 6.32). Cu cît U_x este mai mare, cu atît timpul în care la ieșire se obține valoarea U_r este mai scurt și deci frecvența de producere a impulsurilor crește.

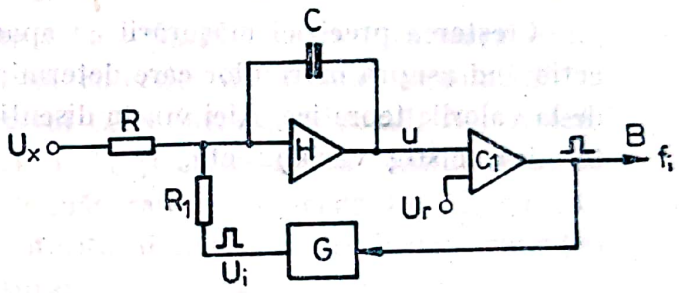


Fig. 6.31. CNA cu conversie tensiune-frecvență.

Dacă scriem că variația tensiunii de ieșire a integratorului, între punctele a și b din figura 6.32 este nulă se obține :

$$-\frac{U_x}{RC}(t_i + t_x) + \frac{U_i}{R_1 C} t_i = 0,$$

de unde rezultă perioada de repetiție a fenomenului

$$T_i = t_i + t_x = \frac{U_i}{U_x}\frac{R}{R_1} t_i$$

și deci frecvența impulsurilor este proporțională cu tensiunea de măsurat

$$f_i = \frac{1}{T_i} = \frac{R_1}{R} \cdot \frac{U_x}{U_i t_i}.$$

Se poate observa că dacă $R_1 = R$ se obține chiar relația (6.22).

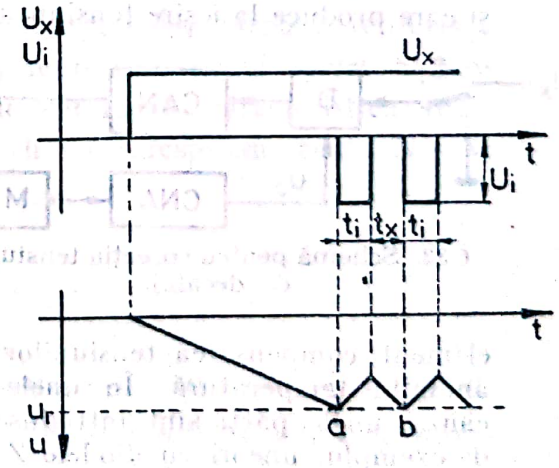


Fig. 6.32. Tensiunile în convertorul de frecvență.

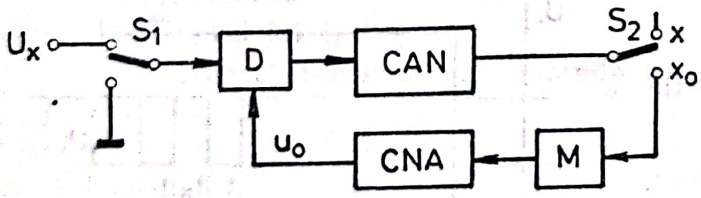
Măsurarea frecvenței f_i se realizează la borna B cu metodele prezentate în capitolul 7. Evident, pentru ca f_i să fie o măsură pentru U_x este necesar ca $U_i I_i = \text{ct}$. În acest scop G este un generator de curent, care se poate realiza cu o stabilitate de 10^{-5}, rezultînd implicit condiția $U_i = I_i \cdot R_i = \text{ct}$, ceea ce necesită doar un rezistor de precizie, relativ ușor de construit.

6.7. CORECȚIA AUTOMATĂ A CONVERTOARELOR ANALOG-NUMERICE

Creșterea preciziei măsurării cu aparate numerice se face în ultimul timp acționînd asupra mărimilor care determină abateri ale elementelor componente de la valorile teoretice. Aici vin în discuție tensiuni și curenți de decalaj, derivă termică, cîștig variabil etc.

6.7.1. CORECȚIA AUTOMATĂ A TENSIUNII DE DECALAJ

După cum se știe, amplificatoarele operaționale, comparatoarele și în general toate schemele electronice, la tensiuni de intrare nule nu au și tensiunea de ieșire nulă. Această situație este echivalentă cu prezența în serie cu unul din terminalele de intrare a unei tensiuni, denumită de decalaj (offset) și care produce la ieșire tensiunea observată în lipsa semnalului util de intrare.



6.33. Schemă pentru corecția tensiunii de decalaj.

În schemele convertoarelor, prezența tensiunii de decalaj conduce la apariția unor erori, care trebuie corectate. Eliminarea acestora nu este posibilă decît prin complicarea însemnată a schemelor și, dat fiind că toate elementele prezintă și o derivă care diferă de la element la element, compensarea tensiunilor de decalaj nu este valabilă decît pentru o anumită temperatură. În unele aparate de măsurat numerice, din această cauză, unele părți sînt introduse în incinte termostatate. Așa se procedează, de exemplu, uneori cu diodele Zener care determină tensiunile de referință și chiar cu unele rezistoare de valoarea cărora depinde precizia aparatului.

Scanned with OKEN Scanner

În momentul de față tendința care se manifestă mai puternic este aceea de a introduce în ciclul de funcționare a convertoarelor, faze de verificare și corectare automată a erorilor introduse de tensiunile de decalaj și de derivă.

Pentru părțile analoge din schemă se poate determina, punînd intrarea la masă, tensiunea de decalaj care se memorează de obicei pe un condensator și apoi în fazele următoare se introduce la intrare încît să se scadă. O asemenea metodă se folosește, de exemplu, la convertoarele cu dublă integrare pentru eliminarea efectului tensiunii de decalaj a integratorului.

O corecție totală, incluzînd și partea numerică se determină convertind indicația convertorului, corespunzătoare tensiunii de intrare egală cu zero, într-un semnal analog care, în ciclurile următoare, se scade la intrare din semnalul util.

În schema din figura 6.33, cheia S_1 comută intrarea convertorului analog-numeric CAN la tensiunea de măsurat U_x sau la masă.

În primul caz comutatorul S_2 este în poziția x, în care furnizează codul tensiunii măsurate. Pentru determinarea corecției de decalaj se pune S_1 la masă și S_2 la x_0. În acest caz convertorul CAN furnizează codul, X_0, al tensiunii de decalaj. Acesta este memorat în M și convertit în tensiunea u_0 de către CNA. În continuare, în procesul de măsurare, u_0 se scade din U_x cu ajutorul dispozitivului de scădere D. Datorită derivei, determinarea corecției trebuie făcută în fiecare ciclu de măsurare.

6.7.2. CORECȚIA AUTOMATĂ A CÎȘTIGULUI

În capitolul 3 s-a arătat că dacă cîștigul total al convertorului nu este cel corect, apar erori de măsurare. Dacă în figura 6.34, curba 1 reprezintă caracteristica ideală de transfer, atunci N_x reprezintă codul corect al tensiunii măsurate U_x. Dacă cîștigul diferă de cel ideal, caracteristica reală de transfer este dreapta 2, iar tensiunii U_x îi va corespunde codul N'_x. Se observă din figura 6.34 că

$$N_x = N'_x \cdot \frac{\operatorname{tg}\alpha}{\operatorname{tg}\alpha'},$$

independent de valoarea lui U_x și prin urmare este suficient să se introducă un factor de corecție constant $k = \frac{\operatorname{tg}\alpha}{\operatorname{tg}\alpha'}$. În acest scop se aduce la intrarea convertorului tensiunea de referință U_R căreia i se cunoaște exact

Scanned with OKEN Scanner

codul N_R. Convertorul, din cauza erorii de cîştig furnizează codul N'_R. Coeficientul de corecţie k se determină acum simplu

$$k = \frac{N_R}{N'_R}.$$

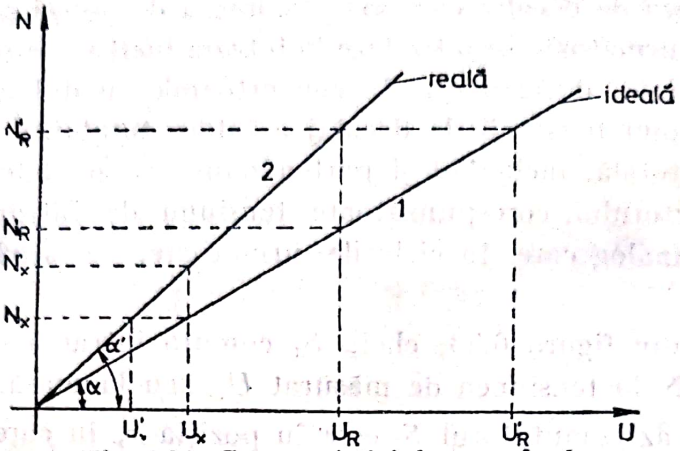


Fig. 6.34. Caracteristici de transfer la cîştig variabil.

La măsurarea unei tensiuni necunoscute va trebui multiplicat codul N'_x cu k pentru a obţine pe $N_x = k\,N'_x$.

În figura 6.35 este prezentată o schemă care realizează această cerinţă. Cînd S_1 este conectat la U_R convertorul analog numeric CAN formează codul

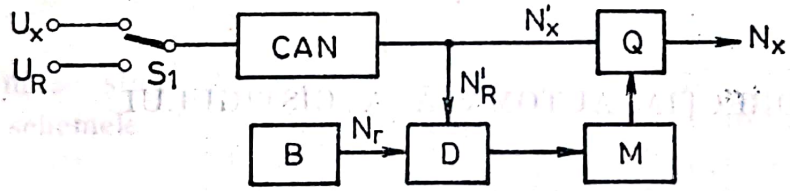


Fig. 6.35. Schemă de corecţie a cîştigului.

N'_R care se divide în D cu N_R, înmagazinat permanent în B. Rezultatul se memorează în M. Cînd se măsoară U_x, N'_x se înmulţeşte în Q cu k şi astfel se obţine N_x. Pentru ca operaţiile necesare corecţiei să fie mai simple se procedează de fapt în felul următor. Factorul de corecţie $k = \frac{N_R}{N'_R}$ poate să fie scris sub forma

$$k = 1 - \frac{\Delta N_R}{N'_R} = 1 - \frac{\Delta N_R}{N_R}\left(1 - \frac{\Delta N_R}{N_R}\left(1 - \frac{\Delta N_R}{N_R}\left(\ldots\right)\right)\right),$$

unde $\Delta N_R = N'_R - N_R$.

Diferenţa ΔN_R se obţine simplu, iar împărţirea cu N_R se reduce la o deplasare, pentru că U_R se alege în aşa fel încît $N_R = 2^n$ (dacă codul

folosit este zecimal, $N_R = 10^n$). Dacă ΔN_R este suficient de mic atunci în expresia lui k poate fi reținut numai un factor

$$k = 1 - \frac{\Delta N_R}{N_R}$$

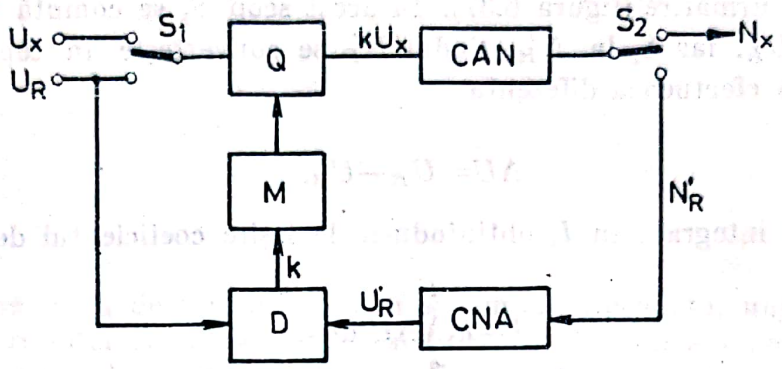


Fig. 3.36. Corecția cîștigului pe partea analoagă.

și deci obținerea lui k necesită numai diferențe și deplasări.

Cîteodată se preferă să se introducă corecția pe partea analoagă. În acest scop N'_R se convertește într-o tensiune U'_R, conform caracteristicii ideale de transfer din figura 6.34, de unde se vede că

$$k = \frac{N_R}{N'_R} = \frac{U_R}{U'_R}.$$

Ca urmare rezultă schema din figura 6.36. Cînd S_1 este conectat la U_R atunci S_2 este pus în poziția N'_R. Codul N'_R al tensiunii U_R determinat de caracteristica reală a convertorului analog numeric CAN este transformat în tensiunea U'_R de către convertorul numeric analog CNA. Dispozitivul de împărțire D face raportul $\frac{U_R}{U'_R} = k$, iar în M se memorează această valoare.

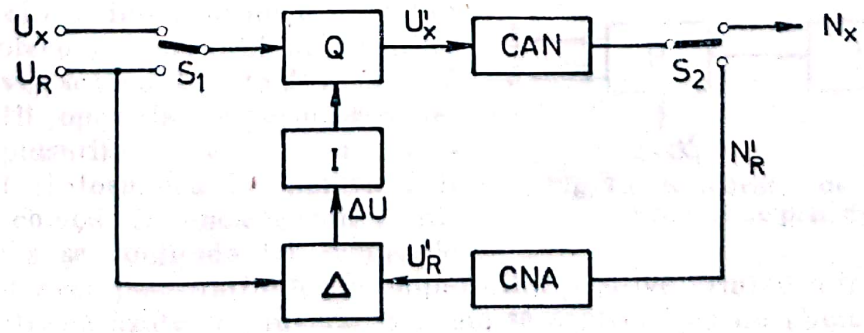


Fig. 6.37. Corecția cîștigului printr-un sistem de urmărire.

Cînd S_1 și S_2 sînt conectate în pozițiile de măsurare, atunci tensiunea U_x înainte de a fi convertită se înmulțește în Q cu factorul de corecție k astfel încît la intrarea convertorului se obține tensiunea $kU_x = U'_x$, căreia îi corespunde codul corect N_x.

Determinarea factorului de corecție se poate realiza aplicînd principiile sistemelor de urmărire (figura 6.37). În acest scop S_1 se comută la tensiunea de referință U_R, iar S_2 la N'_R. Codul N'_R se convertește în tensiunea U'_R. Dispozitivul Δ efectuează diferența

$$\Delta U = U_R - U'_R,$$

care este apoi integrată în I, obținîndu-se la ieșire coeficientul de corecție

$$k = k_1 \int_0^t \Delta U \, dt,$$

care apoi este aplicat dispozitivului de înmulțire Q, astfel încît, în procesul de măsurare, la intrarea convertorului analog-numeric CAN se aduce tensiunea $U'_x = kU_x$, ca și la schema precedentă.

Dacă caracteristica de transfer a convertorului este neliniară, atunci factorul de corecție trebuie să depindă de valoarea mărimii măsurate. Ca urmare schema de compensare devine mai complexă. De aceea este preferată corectarea neliniarităților elementelor prin circuite analoage sau utilizarea în acest scop a microprocesoarelor.

Scanned with OKEN Scanner

7. MĂSURAREA NUMERICĂ A FRECVENȚEI ȘI A INTERVALELOR DE TIMP

O gamă largă de mărimi cum ar fi timpul, frecvența, unghiul, numărul de impulsuri intervin adesea în caracterizarea și analiza unor procese complexe. Măsurarea lor numerică este posibilă cu precizie mare și cu o tehnică relativ simplă. Măsurarea numărului de impulsuri, a duratei, a perioadei, a intervalului de timp dintre două semnale, a frecvenței, a diferenței dintre două frecvențe, a raportului a două frecvențe constituie domeniile de măsură ale unui singur aparat cunoscut de obicei sub denumirea de numărător universal. Acesta execută operațiile amintite în primul rînd prin conversia mărimilor interesate în intervale de timp și prin numărarea unor impulsuri de frecvență cunoscută.

7.1. MĂSURAREA NUMĂRULUI DE IMPULSURI

A măsura numărul de impulsuri sosite la bornele unui instrument înseamnă în fond a număra în două sensuri — unul de adunare iar celălalt de scădere. Schema de principiu a unui numărător conține, așa cum se vede în figura 7.1, o poartă P la care se conectează circuitul de sosire a impulsurilor a ce se vor aduna, precum și circuitul impulsurilor s ce se vor scădea. Poarta P realizează uneori atît operația de permisie a trecerii impulsurilor spre schema următoare cît și formarea lor pentru a fi utilizate comod. În unele cazuri intrările a și s se confundă iar semnalele sosite pot avea polarități diferite, impulsurile pozitive urmînd a fi adunate iar cele negative scăzute sau invers. Schema se continuă cu un numărător reversibil NR realizat de obicei din decade, fiecare decadă fiind constituită dintr-o

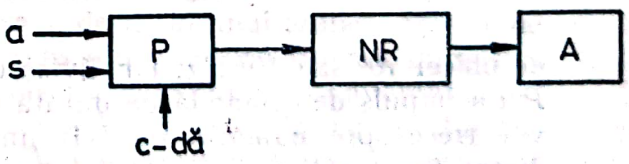


Fig. 7.1. Numărător de impulsuri. Schemă de principiu.

schemă binară. Sistemul acesta va facilita afişarea conţinutului numărătorului în dispozitivul de afişare A, astfel încît indicaţia instrumentului este oferită în forma unui număr zecimal.

Pentru funcţionare corectă, durata impulsurilor sosite la numărare trebuie să depăşească o valoare dată, proprie fiecărui instrument, dependentă de particularităţile constructive ale primelor celule din numărător. Această durată minimă limitează frecvenţa impulsurilor ce pot fi numărate.

Comanda de începere a numărării se poate da spre poarta P sau local sau de la distanţă, acţionînd un buton sau un circuit. De obicei numărarea se execută pe durata în care se acţionează poarta P. Valoarea maximă a numărului ce se poate afişa este de obicei 10^8—10^{10}.

7.2. MĂSURAREA FRECVENŢEI

Pentru a măsura frecvenţa unei oscilaţii cu metode numerice se va adapta convenabil schema din figura 7.1, aşa cum se vede în figura 7.2. Aici se observă că poarta P de acces spre numărătorul NR primeşte la borna de intrare semnalele a furnizate de circuitul de formare F. Acesta este acţionat cu frecvenţa f ce trebuie măsurată. Semnalele a urmează deci să aibă forma convenabilă — de obicei dreptunghiulară şi frecvenţa egală cu f. Circuitul de comandă al porţii P este acţionat de generatorul de frecvenţă fixă ultrastabilizată G prin intermediul divizorului de frecvenţă D. Frecvenţa generatorului G este

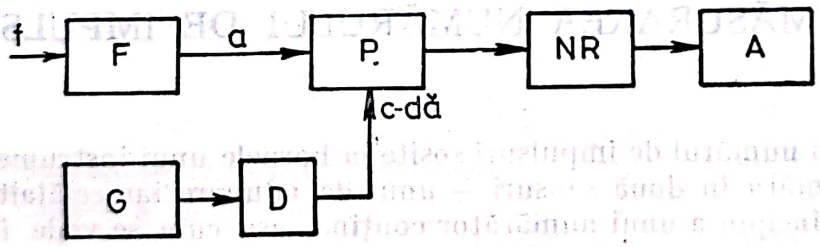


Fig. 7.2. Schemă de măsurare a frecvenţei.

de obicei 10^6 sau 10^7 Hz, iar divizorul D divide astfel încît oferă spre poarta P un impuls de comandă de durată cunoscută Δt. În acest interval de timp vor trece spre numărătorul NR un număr de impulsuri egal cu produsul dintre frecvenţa oscilaţiei f şi intervalul de timp Δt. Sistemul de comandă al aparatului va permite afişarea rezultatului măsurării prin circuitul A numai după terminarea semnalului de comandă de numărare. Acelaşi sistem va ordona reluarea procesului de măsurare după o pauză în care să se poată citi indicaţia afişată. Cunoscînd intervalul Δt, din numărul de impulsuri acumulate în numărătorul NR va rezulta frecvenţa f. De obicei Δt are valorile 0,1 ; 1 ;

Scanned with OKEN Scanner

10 secunde, oferite spre alegere printr-un comutator. Odată cu alegerea intervalului Δt se realizează poziționarea virgulei în sistemul de afișare și precizarea unității de măsură în care se exprimă frecvența măsurată.

Pentru măsurarea frecvențelor scăzute, sub 100 Hz, spre exemplu, divizorul de frecvență D ar trebui să ofere spre poarta P un semnal de comandă de durată foarte lungă pentru a se obține precizii acceptabile, erori sub 0,01% implicînd cel puțin patru cifre zecimale afișate, deci trecerea a 10 000 impulsuri spre numărător. Timpul necesar acestei operații este mai lung de 10 secunde. Pentru astfel de cazuri măsurarea frecvenței se înlocuiește prin măsurarea perioadei.

Eroarea de măsurare a frecvenței cu schema prezentată în figura 7.2 este dată în primul rînd de generatorul G și se poate considera 10^{-6} sau mai mică, iar în al doilea rînd de tăierea ultimului impuls care urma să treacă spre numărător tocmai în momentul în care dispare comanda de numărare. Trecerea spre numărător a unui cît mai mare număr de impulsuri reduce eroarea dată de ultima cauză.

7.3. MĂSURAREA DIFERENȚEI A DOUĂ FRECVENȚE

Pentru a se măsura diferența a două frecvențe se combină schemele din figurile 7.1 și 7.2 astfel încît să se permită funcționarea numărătorului reversibil în două sensuri fiind acționat de impulsuri de la cele două surse de oscilații. În figura 7.3 se prezintă o astfel de schemă. Funcționarea numărătorului reversibil NR și a sistemului de afișare A este analoagă cazurilor anterior prezentate. Circuitele F_1 și F_2 servesc la formarea impulsurilor de numărare a și s din oscilațiile de frecvență f_1 și f_2. Divizorul de frecvență D este alimentat de generatorul de frecvență ultrastabilizată G și comandă poarta P astfel încît prin aceasta vor trece spre numărător impulsurile a în decursul unui interval de timp Δt, iar impulsurile s în decursul unui același interval de timp. Primele impulsuri sînt numărate în sens direct iar următoarele impulsuri sînt scăzute : în numărător vor rămîne impulsurile care reprezintă diferența. Deoarece duratele de trecere pentru fiecare semnal au fost egale, conținutul numărătorului raportat la intervalul de timp Δt reprezintă diferența frecvențelor f_1 și f_2. Și în această schemă se pot utiliza durate de deschidere a porții P de valori diferite, de obicei 0,1 ; 1 ; 10 secunde, sistemul de afișare urmînd să aibă virgula plasată în mod corespunzător. Pentru funcționare corectă este necesar ca $f_1 > f_2$, ceea ce revine la a conecta în mod adecvat sursele de oscilații la bornele de intrare.

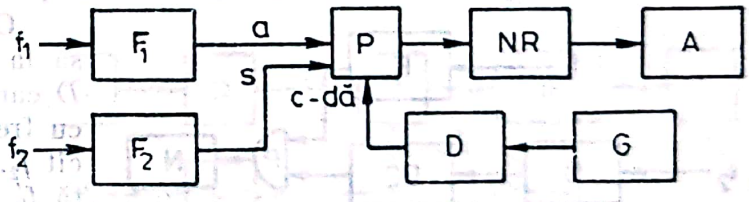


Fig. 7.3. Schemă de măsurare a diferenței a două frecvențe.

Scanned with OKEN Scanner

Diferența a două frecvențe joase se măsoară greu cu schema din figura 7.3, erorile de măsură fiind mari. Pentru astfel de cazuri este indicat a se măsura perioadele sau diferența de perioadă, aceste mărimi putînd fi exprimate cu cifre zecimale cu multe ranguri și deci cu erori mici.

Precizia determinării diferenței a două frecvențe este mai bună decît precizia obținută la măsurarea unei frecvențe. Acest lucru rezultă din formarea celor două intervale de timp de acționare a porții P. Aceste intervale se formează din divizarea frecvenței aceluiași generator G, ceea ce înseamnă că ambele vor fi afectate de erori în același sens, spre exemplu mărite. Poarta P va comanda deci atît adunarea cît și scăderea în numărătorul NR de-a lungul unor durate ceva mai lungi decît valoarea prescrisă Δt, efectul alungirii timpului fiind redus prin acțiunile opuse de adunare și scădere în numărător.

7.4. MĂSURAREA NUMERICĂ A RAPORTULUI A DOUĂ FRECVENȚE

Fiind date două semnale periodice cu frecvențele f_1 și f_2 între care există relația $f_1 > f_2$, măsurarea raportului f_1/f_2 se poate executa numeric cu o schemă relativ simplă, așa cum se vede în figura 7.4. Formatorul F_1 adaptează semnalul f_1 la instalația de măsurare furnizînd spre poarta P semnale de frecvență f_1 și de formă rectangulară. În numărătorul N aceste semnale se adună, poarta P fiind deschisă de-a lungul unui interval de timp Δt, comanda de închidere și de deschidere sosind din dispozitivul de comandă DC.

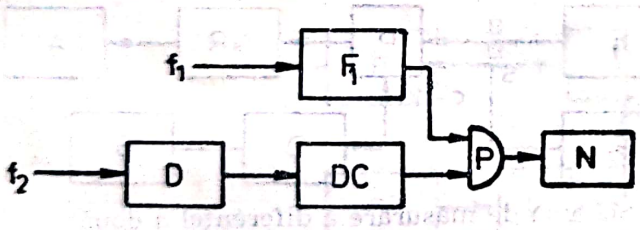


Fig. 7.4. Măsurarea raportului a două frecvențe.

Oscilația de frecvență f_2 este adusă la intrarea divizorului de frecvență D care furnizează la ieșirea sa semnale cu frecvența f_2' de r ori mai mică decît f_2. Între două impulsuri de frecvență f_2', dispozitivul de comandă DC permite deschiderea porții P, pe durata Δt. Deci:

$$\Delta t = \frac{1}{f_2'} = \frac{r}{f_2} \tag{7.1}$$

și în consecință conținutul numărătorului N va fi:

$$n = f_1 \Delta t = \frac{f_1}{f_2} r, \tag{7.2}$$

Cifra n afișată de numărător, va reprezenta raportul celor două frecvențe. Pentru o măsurare precisă sînt necesare 5—8 cifre zecimale, ceea ce înseamnă

Scanned with OKEN Scanner

un raport de divizare r de valoare mare. În mod obișnuit r este 10^6, valori mai mici, spre exemplu, 10^5 sau 10^4, urmînd a fi luate în considerare numai pentru frecvențe cu raport f_1/f_2 mare.

7.5. MĂSURAREA PERIOADEI ȘI A INTERVALELOR DE TIMP

Frecvența oscilațiilor lente nu se poate măsura cu schema din figura 7.2, deoarece, pentru a se obține precizii bune, adică o exprimare numerică cu cel puțin 5—6 cifre zecimale, sînt necesare cel puțin 10^5—10^6 impulsuri care să treacă spre numărător. Acest fapt ar necesita durate foarte mari, incomode pentru numărare atît prin nerăbdarea pe care o încearcă operatorul cît și prin imprecizia apărută ca urmare a măsurării unei valori medii pe o perioadă lungă. Pentru frecvențe joase se va prefera măsurarea perioadei cu o schemă ca cea prezentată în figura 7.5.

Schemele din figurile 7.2 și 7.5 utilizează aceleași elemente, conectarea la poarta P fiind inversată. La schema din figura 7.5 semnalul de frecvență f și perioadă T este format în circuitul F astfel încît se acționează poarta P pe durata perioadei T. Prin poartă vor trece spre numărătorul NR impulsuri de frecvență ultrastabilă de la generatorul G, după o divizare prealabilă în circuitul D. Factorul de divizare este în general reglabil. Numărul de impulsuri ce se acumulează în numărător și se afișează prin circuitul A este proporțional cu perioada T cît a fost deschisă poarta P. Schimbînd factorul de divizare din circuitul D se schimbă unitatea de măsură și poziția virgulei în cifra afișată. La un factor de divizare egal cu 10 și o frecvență a generatorului G de 10 MHz, perioada T va fi exprimată în microsecunde prin afișarea integrală a conținutului numărătorului. Divizînd în D cu 1 000, spre exemplu, perioada se va exprima în sute de microsecunde, ceea ce revine la a deplasa virgula cu o unitate spre stînga și a exprima timpul în milisecunde.

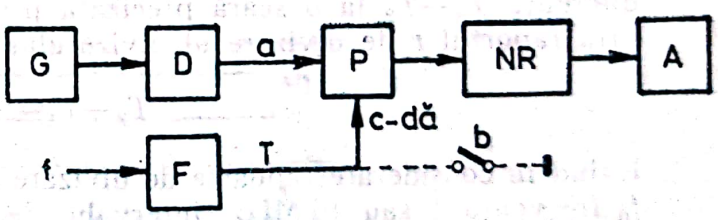


Fig. 7.5. Schemă de măsurare a perioadei.

Pentru a măsura intervale de timp se renunță la circuitul F din figura 7.5 și se introduce un buton prin care se aduce spre poarta P un semnal a cărui durată urmează a se măsura. De obicei semnalele a căror durată se măsoară corespund intervalelor de timp în care este închis un contact la masă — partea punctată din figura 7.5. Cît timp este acționat butonul b, poarta P este deschisă, astfel că numărul n de impulsuri ce trec prin P și se acumulează în numărător

va fi proporţional cu durata Δt, cît se ţine deschisă poarta P şi cu frecvenţa f_0 a generatorului G. Din acest motiv se va scrie :

$$\Delta t = \frac{n}{f_0} r, \tag{7.3}$$

în care cu r s-a notat raportul de divizare al divizorului D.

7.6. MĂSURAREA DIFERENŢEI A DOUĂ PERIOADE

Schema din figura 7.5 se poate dezvolta uşor pentru a se realiza măsurarea numerică a diferenţei a două perioade aşa cum se vede în figura 7.6. Şi aici, ca şi în schema anterioară, în numărătorul NR se vor introduce semnale de la generatorul G prin intermediul divizorului D şi al porţii P. Aceasta din urmă va fi deschisă un interval de timp egal cu T_1 — perioada semnalului de frecvenţă f_1 format în circuitul F_1 — în care în numărător se adună impulsuri şi apoi un interval de timp egal cu T_2 — perioada semnalului de frecvenţă f_2 format în circuitul F_2 — în care în numărător se scad impulsuri. Deoarece numărul de impulsuri ce trec prin poarta P este proporţional cu intervalul de timp în care este deschisă poarta P, conţinutul numărătorului va exprima diferenţa $T_1 - T_2$ la o scară precizată prin frecvenţa f_0 a generatorului G şi prin raportul r de divizare al divizorului D

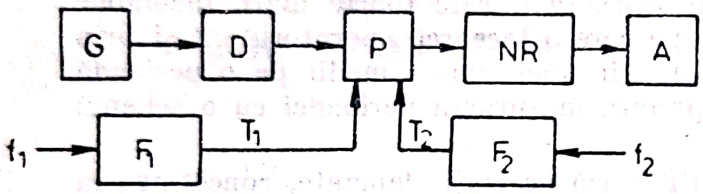


Fig. 7.6. Schemă de măsurare a diferenţei a două perioade.

$$T_2 - T_1 = \frac{n \cdot r}{f_0}. \tag{7.4}$$

Luînd în considerare rapoarte de divizare r multiplu puterilor lui 10 şi pentru f_0 frecvenţa 1 sau 10 MHz, intervalul de timp $T_2 - T_1$ se va putea exprima direct prin numărul n poziţionînd în mod corespunzător virgula în sistemul de afişaj A.

7.7. MĂSURAREA UNGHIURILOR DE DEFAZAJ

Considerăm două oscilaţii A şi B de aceeaşi frecvenţă. Cu ajutorul unei scheme ca cea prezentată în figura 7.7 se poate măsura numeric unghiul de defazaj dintre acestea adică :

$$\varphi = \varphi_A - \varphi_B = \frac{\Delta t}{T} 360 \text{ (grade)}, \tag{7.5}$$

Scanned with OKEN Scanner

în care T este perioada oscilațiilor iar Δt intervalul de timp dintre trecerile prin zero în sens descrescător ale celor două oscilații.

Formatoarele de impulsuri F_A și F_B transformă oscilațiile A și B în unde dreptunghiulare cu factor de umplere 0,5 și cu fronturile plasate în momentele în care oscilațiile trec prin valoarea zero. Comparatorul C emite un semnal de amplitudine constantă și de durată Δt.

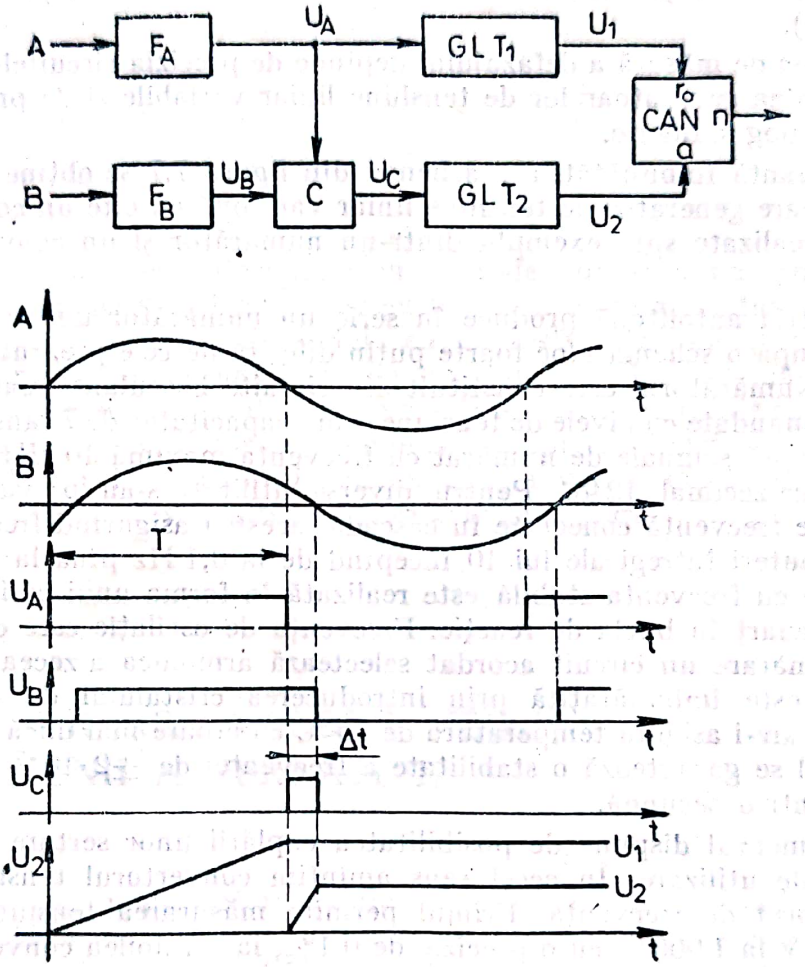


Fig. 7.7. Măsurarea unghiurilor de defazaj.

În schemă se utilizează două generatoare de tensiune liniar variabilă, GLT_1 și GLT_2, care sînt comandate de tensiunile U_A și U_C pe duratele T, respectiv Δt. La ieșirea acestor generatoare se obțin tensiunile liniar variabile U_1 și U_2. Se poate vedea că palierele acestor tensiuni sînt:

$$U_1 = k_1 T\,; \qquad U_2 = k_2 \Delta t. \tag{7.6}$$

Convertorul analog numeric CAN este construit după o schemă cu aproximare succesivă care ajunge la echilibru atunci cînd se realizează egalitatea

$$a = r_0 \cdot n,$$

în care a este mărimea analogică ce se convertește, r_0 este mărimea analogică de referință iar n este numărul în care se convertește mărimea analogică a.

Scanned with OKEN Scanner

La intrarea a se conectează U_2 iar la intrarea r_0 tensiunea U_1 astfel încît numărul n va fi dat de relația

$$n = \frac{a}{r_0} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{k_2}{k_1}\frac{\Delta t}{T} . \qquad (7.7)$$

Alegînd în mod corespunzător k_2 și k_1 cifra n poate exprima în grade defazajul dintre semnalele A și B așa cum rezultă din compararea relațiilor (7.7 și 7.5).

Eroarea de măsură a defazajului depinde de precizia circuitelor de formare, de liniaritatea generatoarelor de tensiune liniar variabile și de precizia convertorului analog numeric.

O variantă îmbunătățită a schemei din figura 7.7 se obține dacă se înlocuiește fiecare generator de tensiune liniar variabilă cu cîte un convertor timp-tensiune, realizate spre exemplu dintr-un numărător și un convertor numeric analogic.

Industria autohtonă produce în serie un numărător universal cu 7 cifre zecimale după o schemă bloc foarte puțin diferită de cele prezentate în figurile 7.1—7.6. Numărătorul este constituit din circuite basculante realizate cu tranzistoare comandate cu nivele de tensiune și are capacitatea de 7 ranguri zecimale. Acesta acceptă semnale de numărat cu frecvența maximă 10 MHz și utilizează codul binar zecimal 1248. Pentru diverse utilități s-au prevăzut divizoare decadice de frecvență conectate în cascadă, acestea asigurînd frecvențe stabile de valori puteri întregi ale lui 10 începînd de la 0,1 Hz pînă la 1 MHz. Sursa de semnale cu frecvență stabilă este realizată în forma unui oscilator RC stabilizat cu cuarț în bucla de reacție. Frecvența de oscilație este de 1 MHz, iar pentru numărare un circuit acordat selectează armonica a zecea. Stabilitatea frecvenței este îmbunătățită prin introducerea cristalului de cuarț într-un termostat care-i asigură temperatura de 75 °C cu eroare mai mică decît 0,05 °C. În acest fel se garantează o stabilitate a frecvenței de $\pm 2 \cdot 10^{-7}$ în 24 ore sau $\pm 2 \cdot 10^{-8}$ într-o secundă.

Instrumentul dispune de posibilitatea cuplării unor sertare care-i lărgesc domeniile de utilizare. În acest sens amintim convertorul tensiune-frecvență și convertorul de frecvență. Primul permite măsurarea tensiunilor continue de la 100 μV la 1 000 V cu o precizie de 0,1%, iar al doilea convertește pentru măsurare frecvențe pînă la 120 MHz.

Domeniile de măsurare cuprind astfel măsurarea frecvenței de la 0 la 20 MHz în mod direct, măsurarea perioadei semnalelor cu frecvența de 0—1 MHz, raportul a două frecvențe în limitele $1—10^8$, intervale de timp între două impulsuri cu limitele 1 μs—10^7 s, tensiuni continue în domeniile 1, 10, 100, 1 000 V.

Pentru utilizare în instalații complexe, instrumentul este prevăzut cu ieșire pentru înregistrator în cod binar zecimal 1248 precum și cu borne la care furnizează frecvențe etalon în decade începînd de la 10 MHz pînă la 1 Hz.

Instrumentul poate funcționa cu reciclare, adică ștergerea valorii afișate și reluarea ciclului de măsurare, atît în mod automat cu timp de afișare reglabil cît și la comandă manuală.

Scanned with OKEN Scanner

8. MĂSURAREA NUMERICĂ A TENSIUNILOR ALTERNATIVE

Măsurarea tensiunilor alternative cu metode numerice s-a dezvoltat în două direcții și anume prin transformarea tensiunii alternative într-o tensiune continuă urmată de măsurarea acesteia cu un instrument numeric, sau prin metode de compensare automatizate cu exprimarea cifrică a mărimilor. În ambele situații tensiunii alternative i se va măsura valoarea medie sau valoarea efectivă. Măsurarea valorii medii comportă un aparataj mai simplu și deci mai puțin costisitor în comparație cu măsurarea valorii efective, în schimb utilitatea cunoașterii acestei ultime valori este mai mare.

8.1. MĂSURAREA VALORII MEDII A TENSIUNII ALTERNATIVE

Instalațiile care realizează măsurarea valorii medii a tensiunii alternative utilizează de obicei un convertor tensiune alternativă-tensiune continuă și un voltmetru de curent continuu. Convertorul este în esență un redresor care se bucură de toate avantajele și dezavantajele elementelor neliniare utilizate în procesul de redresare. Amintim aici simplitatea schemei care presupune în principiu un redresor de calitate, acesta constituind avantajul schemei, precum și erorile relativ mari pe care le introduce rezistența neliniară a redresorului, în special la valori mici ale tensiunilor, aceasta constituind principalul neajuns al metodei. Pentru semnale mici orice element redresor semiconductor se comportă ca un rezistor cu valori puțin diferite în cele două sensuri de polarizare. Din acest motiv valoarea medie a mărimii redresate diferă de valoarea medie a mărimii alternative neredresate. La instrumentele de măsură analogice care utilizează același procedeu de măsură, adică redresarea tensiunii alternative și măsurarea valorii medii a acesteia cu un instrument de curent continuu, prezența neliniarității convertorului c.a. — c.c. se compensează printr-o scară

Scanned with OKEN Scanner

neliniară. La instrumentele de măsură numerice neliniaritatea amintită trebuie să fie suficient de mică pentru a fi neglijată, deoarece tensiunea redresată urmează a se măsura numeric, adică printr-o metodă care nu mai poate compensa neliniaritatea procedeului de redresare. Din aceste motive schemele convertoarelor c.a.—c.c. pentru valori medii se execută cu multă grijă căutîndu-se soluţii care să limiteze la minimum posibil influenţa neliniarităţii rezistenţei elementului redresor. Soluţiile cunoscute în literatură urmăresc în principiu introducerea în schema de redresare a unor circuite de reacţie neliniară dependente de valorile mărimii redresate sau de valorile rezistenţei elementului redresor. În cele ce urmează se prezintă două scheme de realizare a unui convertor de tensiune medie.

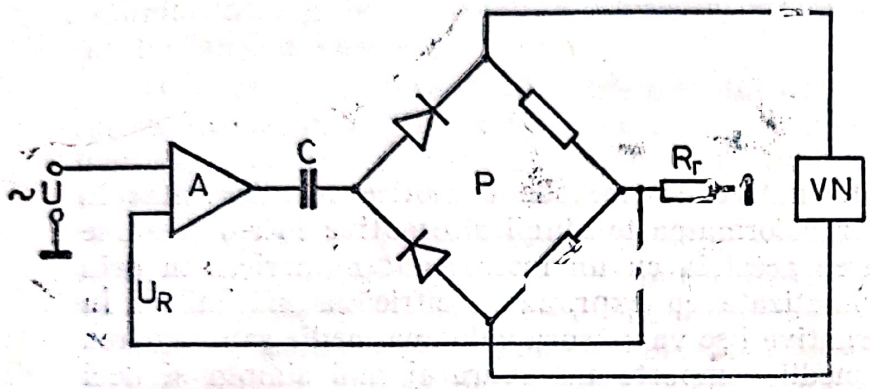


Fig. 8.1. Convertor c.a.-c.c. cu reacţie.

În figura 8.1 tensiunea alternativă U, ce urmează a se converti în tensiune continuă, se aduce la intrarea unui amplificator A împreună cu tensiunea de reacţie U_r culeasă de pe rezistenţa R_r conectată astfel încît se realizează o reacţie negativă. Cu cît va fi mai mare tensiunea redresată cu atît va fi mai mare curentul ce străbate dioda redresoare din puntea P şi deci cu atît va fi mai mare curentul ce străbate rezistenţa de reacţie R_r, deoarece la curenţi mari rezistenţa directă a elementelor redresoare este mai mică, creşterea curentului prin R_r odată cu creşterea tensiunii alternative U este mai mult decît proporţională. În acest fel reacţia este mai puternică la tensiuni mari. La tensiuni mici, curenţii prin diodele redresoare se reduc mai mult decît proporţional deoarece creşte rezistenţa directă a redresorului. Reacţia negativă dată de tensiunea de pe rezistenţa R_r va fi mai mică şi implicit va fi mai mare amplificarea totală a schemei, contribuind în acest fel la compensarea creşterii rezistenţei din circuitul de redresare.

Tensiunea redresată culeasă din diagonala punţii P se măsoară cu voltmetrul numeric VN, acesta trebuind să fie precedat de un filtru trece jos sau să conţină un asemenea filtru în componenţa sa. Valoarea măsurată de VN este media pe jumătate de perioadă a tensiunii U. Erorile de măsură obţinute cu o schemă ca cea din figura 8.1 pot fi reduse pînă la 0,1%.

În figura 8.2 se prezintă o variantă îmbunătăţită în care μ este un amplificator operaţional avînd în circuitul de reacţie rezistenţa neliniară a redresorului. Cu notaţiile din figură şi admiţînd că curentul din circuitul de intrare în amplificatorul operaţional este neglijabil, ceea ce înseamnă că amplificarea sa este foarte mare, se va putea scrie :

$$\frac{u_i}{R_i} = -\frac{u_e}{R+R_d}, \tag{8.1}$$

Scanned with OKEN Scanner

Tensiunea u_r culeasă de pe rezistența R va fi diferența dintre tensiunea de ieșire u_e și căderea de tensiune pe rezistența directă R_d a redresorului :

$$u_r = u_e - R_d \frac{u_e}{R + R_d} . \tag{8.2}$$

Ținînd cont de (8.1) rezultă :

$$u_r = -(R + R_d)\frac{u_i}{R_i} + \frac{R_d}{R + R_d}(R + R_d)\frac{u_i}{R_i} = -u_i \frac{R}{R_i} . \tag{8.3}$$

De aici se vede că tensiunea ce se culege la bornele de ieșire nu mai depinde de rezistența redresorului fiind dată numai de raportul rezistenței de reacție R către rezistența de intrare R_i. Eliminarea influenței redresorului R_d s-a realizat conectînd circuitul de măsură numai la bornele rezistenței constante R prin care trebuie să circule un curent egal cu cel dat de sursa u_i prin rezistența de intrare R_i, indiferent cît de mare este tensiunea u_e de la ieșirea amplificatorului operațional.

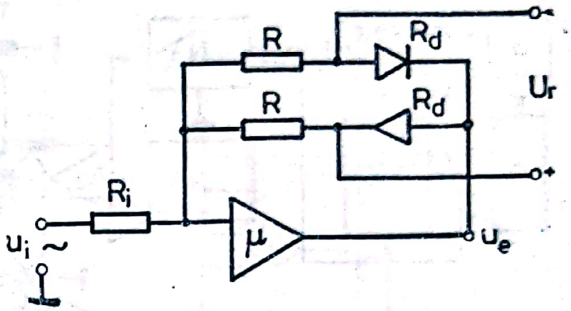


Fig. 8.2. Convertor c.a.-c.c. cu amplificator operațional.

Pentru a se obține redresarea ambelor alternanțe, în circuitul de reacție se introduc două diode polarizate în opoziție, fiecare înseriată cu o rezistență R. La cele două borne de ieșire notate cu U_r se obțin cele două semialternanțe ca diferență între căderile de tensiune pe cele două rezistențe de reacție R. Dacă schema se continuă cu un filtru trece jos și cu un voltmetru numeric de curent continuu, se poate măsura valoarea medie a tensiunii alternative. Precizia de măsură depinde de liniaritatea convertorului c.a.—c.c. Cu un amplificator operațional avînd factorul de amplificare în buclă deschisă mai mare decît 20 000, se pot obține neliniarități mai mici decît 0,01%. La neliniaritatea rezultantă a întregii scheme contribuie și curenții ce trec prin diodele polarizate invers. Reducerea influenței acestora se face sortînd diodele din circuitul de reacție așa ca să aibă curenți inverși mici și executînd schema cu valori cît mai mici pentru rezistența de reacție R.

8.2. MĂSURAREA NUMERICĂ A VALORII EFECTIVE A TENSIUNII

Măsurarea numerică a valorii efective a tensiunilor sinusoidale nu pune probleme dificile deoarece orice schemă care poate măsura valoarea medie, va putea măsura și valoarea efectivă dacă se ține seama că raportul celor două valori este $\pi/2\sqrt{2}$. Dacă schema de măsură a valorii medii conține un amplificator, așa cum, spre exemplu, se vede în figura 8.2, factorul de amplificare al schemei

se va mări de $\pi/2\sqrt{2}$ ori și schema va măsura valoarea efectivă. Pentru schema din figura 8.2 acest lucru se realizează simplu prin mărirea de $\pi/2\sqrt{2}$ ori a rezistenței R.

Măsurarea valorii efective a tensiunii nesinusoidale presupune utilizarea unor convertoare bazate pe efectul termic, încălzirea fiind proporțională cu integrala pătratului valorii momentane, sau pe scheme de ridicare la pătrat. Cele mai bune rezultate se obțin utilizînd termocuple a căror tensiune electromotoare este proporțională cu încălzirea, deci cu valoarea efectivă a tensiunii aplicate.

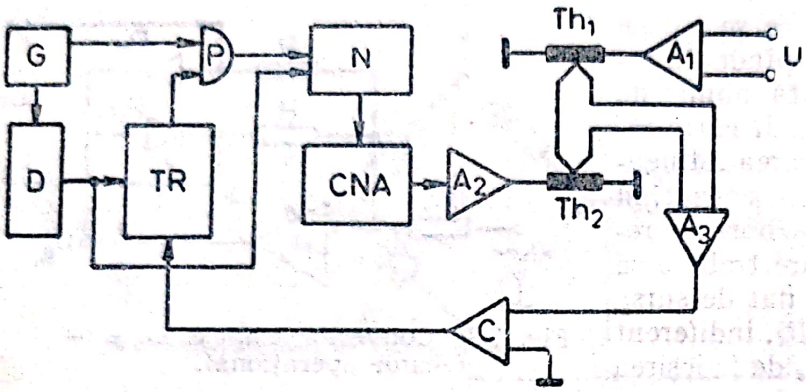


Fig. 8.3. Schemă de măsurare a valorii efective.

În figura 8.3 se prezintă o schemă pentru măsurarea numerică a valorii efective a tensiunii care utilizează două termocuple. Termocuplul Th_1 este încălzit de tensiunea U a cărei valoare efectivă urmează a se măsura, după o prealabilă amplificare prin amplificatorul A_1. Termocuplul al doilea Th_2, cu caracteristici cît mai apropiate de ale primului termocuplu, este încălzit de tensiunea furnizată de convertorul numeric analogic CNA după o prealabilă amplificare în amplificatorul A_2. Diferența tensiunilor electromotoare a celor două termocuple, după o amplificare în A_3, se aduce la intrarea unui comparator C care sesizează semnul tensiunii prin comparare cu masa. Egalitatea tensiunilor celor două termocupluri înseamnă încălziri identice și, la amplificări în A_1 și A_2 identice, înseamnă aceeași tensiune efectivă pentru mărimea U și pentru tensiunea de ieșire din CNA. În acest mod valoarea efectivă a tensiunii U este măsurată prin numărul conținut în numărătorul N deoarece acesta se convertește în CNA. Schema mai conține un generator de tacte G care furnizează semnalele de numărare în numărătorul N și un divizor de frecvență D, care emite comenzi în ritm mult mai lent decît G cu scopul de a se relua procesul de numărare în N și de a se pune în starea „pornit" circuitul TR. Acesta permite prin poarta P trecerea semnalelor spre numărătorul N. Tensiunea la termocuplul Th_2 crește o dată cu numărul acumulat în numărător și, cînd se atinge temperatura dată de Th_1, comparatorul C trece circuitul TR în starea „oprit", în acest fel închizîndu-se poarta P și sistîndu-se accesul impulsurilor din generator spre numărător.

În figura 8.4 se prezintă o variantă a schemei prezentată anterior, caracterizată prin afișarea continuă a valorii efective a tensiunii U, numărătorul N urmărind variațiile acesteia. Schema conține aceleași două termocupluri Th_1 și Th_2, cu aceleași amplificatoare A_1 și A_2 și cu același convertor numeric analogic CNA. Generatorul de tacte G aduce semnale permanent la intrarea de numărare a numărătorului NR. Acesta este reversibil și dispune de bornele de comandă adună „a", respectiv scade „s". Diferența tensiunilor celor două

termocupluri se amplifică în A_3 și acționează două comparatoare C_1 și C_2 care au rolul de a sesiza polaritatea semnalului. La semnale negative, atunci cînd Th_1 este mai rece decît Th_2, comparatorul C_2 se va activa și va comanda scăderea conținutului numărătorului, în acest fel reducîndu-se tensiunea de ieșire din CNA, în același mod reducîndu-se și încălzirea termocuplului Th_2.

Schema din figura 8.4 lucrează în buclă închisă, ceea ce presupune ritm de variație a valorii efective a tensiunii U nu prea ridicat, pentru a se evita intrarea în oscilație datorită timpului de răspuns relativ mare caracteristic termocuplului. La valoarea efectivă constantă a tensiunii U, asigurîndu-se o zonă de insensibilitate pentru comparatoarele C_1 și C_2, numărătorul NR rămîne inactiv.

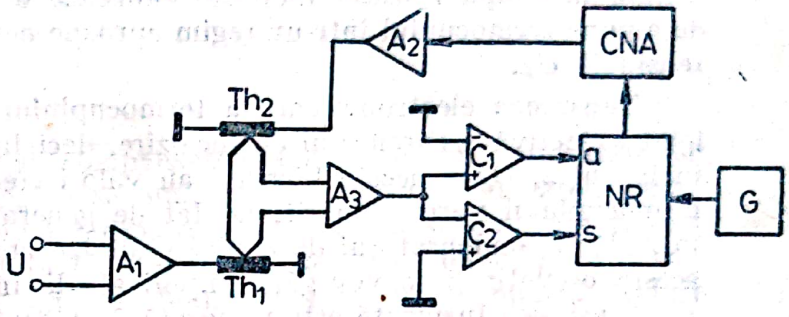


Fig. 8.4. Schemă de măsurare a valorii efective cu urmărire.

Atît schema din figura 8.3 cît și cea din figura 8.4 utilizează două termocupluri ale căror caracteristici trebuie să fie identice. Acest fapt nu se realizează decît cu o oarecare aproximație, ceea ce înseamnă în final introducerea unor erori și realizarea unei precizii nu prea ridicate. Reducerea acestor erori se face utilizînd un singur termocuplu, așa cum se vede în figura 8.5.

Tensiunea de ieșire U_c se va măsura cu un voltmetru numeric de curent continuu și va fi egală cu valoarea efectivă a tensiunii alternative U_x aplicată la intrarea schemei.

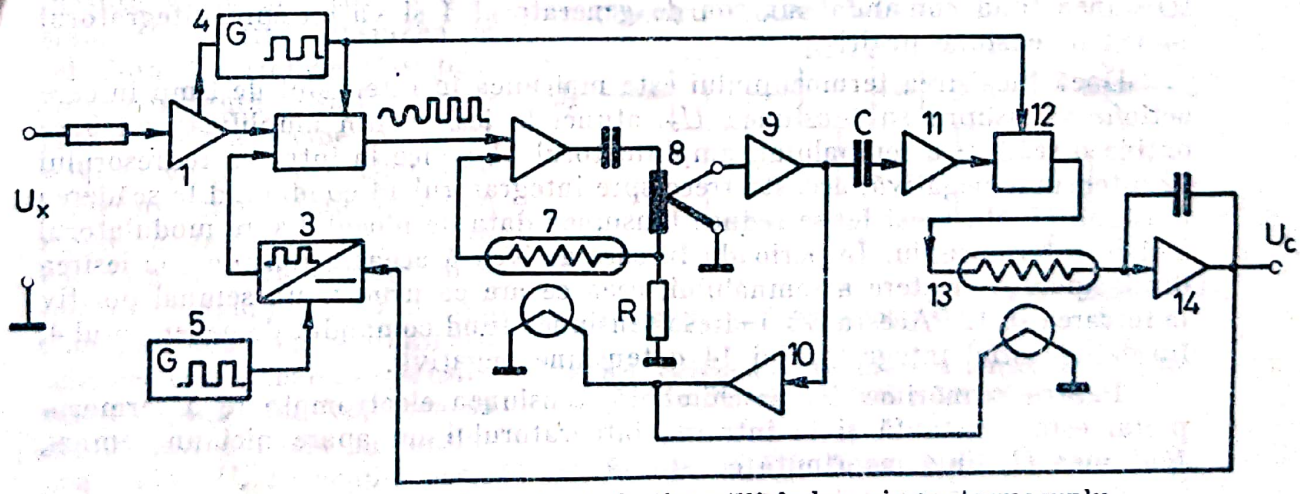


Fig. 8.5. Schemă de măsură a valorii efective utilizînd un singur termocuplu.

Tensiunea U_c este adusă și la intrarea convertorului 3 care o transformă într-o tensiune alternativă rectangulară cu amplitudinea egală cu U_c și factor de umplere constant. Convertorul 3 este comandat de generatorul 5 cu o frecvență constantă. Modulatorul 2 permite trecerea spre amplificatorul 6 cînd

Scanned with OKEN Scanner

a tensiunii de măsurat U_x sosită din amplificatorul 1, cînda tensiunii de comparat sosită din convertorul 3. Intervalele de timp ale acestor treceri sînt egale fiind fixate de generatorul 4 sincronizat cu tensiunea de măsurat U_x. Forma semnalului adus la intrarea amplificatorului 6 se vede în aceeași figură. Termocuplul 8 este încălzit de tensiunea de ieșire din amplificatorul 6, fiind cuplat printr-un condensator. Factorul de amplificare pentru blocul 6 este controlat de fotorezistența 7 și de curentul prin termocuplul 8 datorită rezistenței de reacție negativă R.

Tensiunea dată de termocuplul 8 se amplifică în 9 și apoi în 10 pentru a ilumina lampa 7 astfel încît se realizează o reacție negativă care are rolul de a pune termocuplul într-un regim aproape neschimbat indiferent de valoarea tensiunii U_x.

Tensiunea electromotoare a termocuplului se modifică în funcție de valoarea efectivă a curentului de încălzire, deci în funcție de tensiunile compuse în blocul 2. Dacă aceste tensiuni au valori efective diferite, atunci încălzirea termocuplului variază în ritmul dat de generatorul 4 care comută tensiunile în 2. Prin condensatorul de cuplaj C dintre amplificatoarele 9 și 11 vor trece aceste oscilații și se vor găsi amplificate la intrarea redresorului sincronizat 12. Tensiunea furnizată este integrată de blocul 14 obținîndu-se tensiunea U_c.

Dacă încălzirea termocuplului este mai mare în intervalul de timp în care acționează asupra sa tensiunea U_x, atunci la ieșirea amplificatorului 9 se obține o creștere a semnalului, amplificatorul 11 aduce la intrarea redresorului 12 o tensiune pozitivă, aceasta trece și concură la creșterea tensiunii integrate de 14. În acest fel se mărește valoarea tensiunii aduse la blocul 3 și apoi la modulatorul 2 pentru a încălzi mai mult termocuplul. În perioada în care acționează tensiunea de compensare, semnalul furnizat de 9 are o scădere, ceea ce înseamnă o tensiune negativă la intrarea blocului 12. Acesta va redresa tensiunea fiind comandat sincron de generatorul 4 și va da spre integratorul 14 tot o tensiune pozitivă.

Dacă încălzirea termocuplului este mai mică în intervalul de timp în care acționează asupra sa tensiunea U_x, atunci la ieșirea din amplificatorul 9 se obține o scădere a semnalului, amplificatorul 11 aduce la intrarea redresorului 12 o tensiune negativă, aceasta trece spre integratorul 14 conducînd la scăderea tensiunii U_c. În acest fel se reduce tensiunea dată de blocul 3 spre modulatorul 2 și spre termocuplu. În perioada în care activează această tensiune, la ieșirea din 9 apare o creștere a semnalului, ceea ce are ca urmare un semnal pozitiv la intrarea în 12. Acesta va redresa tensiunea fiind comandat de generatorul 4, furnizînd astfel integratorului 14 o tensiune negativă.

Pentru o mărime U_x neschimbată, tensiunea electromotoare a termocuplului este constantă și la intrarea integratorului nu apare nici un semnal, tensiunea U_c fiind menținută constantă.

În circuitul integratorului s-a introdus o fotorezistență comandată 13, în același mod ca și cea din circuitul de încălzire al termocuplului, cu scopul de a realiza un control asupra amplificării integratorului. Dacă fotorezistența 7 comandă reducerea amplificării în 6 pentru că se măsoară o tensiune U_x mare, atunci fotorezistența 13 comandă creșterea amplificării în integratorul 14 astfel încît amplificarea totală a sistemului să fie constantă.

Scanned with OKEN Scanner

Un astfel de convertor poate funcţiona pînă la frecvenţe de 1 MHz cu erori de ordinul a 0,1%—0,2%. Măsurarea valorii efective se realizează indiferent de forma tensiunii U_x.

8.3. MĂSURAREA NUMERICĂ A TENSIUNII ALTERNATIVE PRIN COMPENSAREA VALORILOR MOMENTANE

Principiul de funcţionare al compensatoarelor de curent alternativ se poate folosi pentru a se construi o schemă care să măsoare valoarea medie sau valoarea efectivă a tensiunii alternative. O asemenea schemă are nevoie de o sursă de tensiune de referinţă U_r stabilizată, de formă identică cu forma tensiunii U_x ce urmează a se măsura. Identitatea formei comportă acelaşi mod de variaţie în timp fără să se refere la amplitudini. Cel mai simplu mod de a obţine o tensiune U_r de formă identică cu U_x constă în a amplifica pe U_x într-o schemă cu factor de amplificare controlat în mod adecvat.

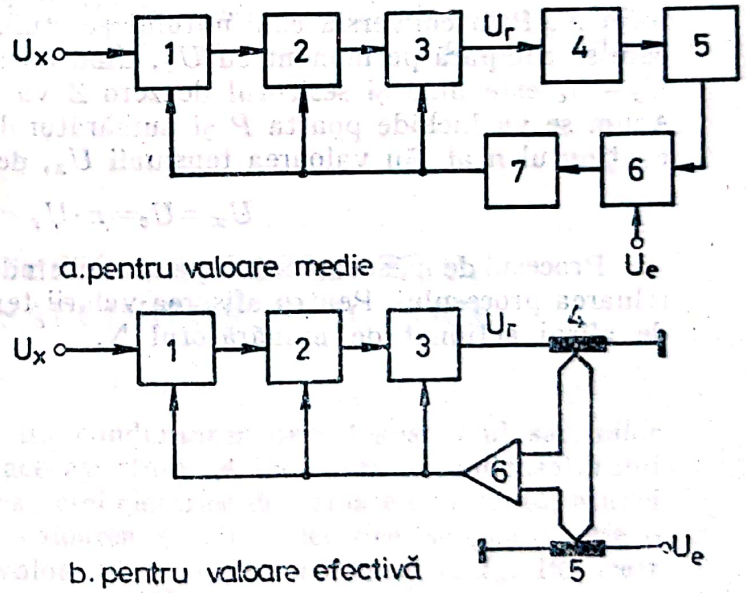


Fig. 8.6. Schemă de generare a tensiunii alternative de valoare fixă şi formă dată.

Dacă schema urmează a măsura valoarea medie a tensiunii U_x, atunci tensiunea de referinţă U_r trebuie să-şi păstreze constantă şi să fie cunoscută valoarea medie. În acest scop se va utiliza o schemă de redresare care oferă valoarea medie a tensiunii U_r, se va compara această valoare cu o tensiune etalon U_e şi se va comanda reglarea amplificării schemei care generează tensiunea U_r pînă cînd valoarea sa medie devine egală cu tensiunea etalon U_e. Principial această schemă se vede în figura 8.6a, în care 1, 2, 3 sînt amplificatoare cu factor de amplificare comandat, 4 este un redresor, 5 un filtru trece jos, 6 un comparator iar 7 un amplificator de eroare care furnizează semnalul de comandă pentru amplificatoarele 1, 2, 3 astfel încît eroarea să fie nulă. În acest fel valoarea medie a tensiunii U_r este egală cu U_e.

Dacă schema urmează să măsoare valoarea efectivă a tensiunii U_x, schema va cuprinde, aşa cum se vede în fig. 8.6b, pe lîngă cele trei amplificatoare

Scanned with OKEN Scanner

1, 2 şi 3, două termocupluri 4 şi 5 încălzite unul de la tensiunea U_r iar altul de la tensiunea etalon U_e. Diferenţa celor două tensiuni se amplifică în 6 şi comandă amplificarea în 1, 2 şi 3 astfel ca diferenţa să se anuleze. În acest fel valoarea efectivă a tensiunii U_r este egală cu tensiunea etalon U_e.

Odată existentă tensiunea de referinţă U_r, procesul de măsurare va necesita doar o comparare a valorilor momentane a tensiunilor U_x şi U_r. În figura 8.7 se prezintă o schemă care execută numeric măsurarea tensiunii U_x prin compensarea valorilor momentane de către tensiunea U_c. Aceasta are forma tensiunii U_x, fiind obţinută dintr-un convertor numeric analogic în care tensiunea de referinţă este U_r asemănătoare ca formă cu U_x. Valoarea tensiunii U_c este de n ori valoarea tensiunii U_r, n fiind conţinutul numărătorului N care se converteşte.

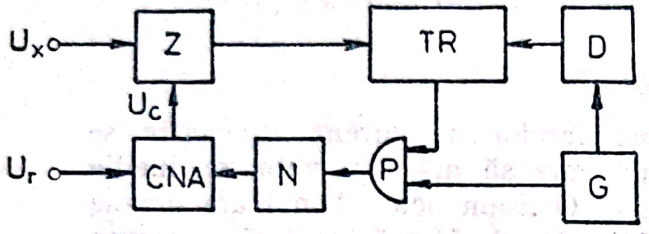


Fig. 8.7. Măsurarea tensiunii alternative prin compensare.

Procesul de comparaţie începe în momentul în care divizorul de frecvenţă D emite un semnal care pune circuitul TR în starea „1". Din acest moment impulsurile date de generatorul G trec prin poarta P şi se adună în numărătorul N. Prin conversia conţinutului acestuia în CNA se obţine tensiunea U_c care se compară permanent cu U_x. Cînd compensarea este completă, diferenţa $U_x - U_c$ este nulă şi sesizorul de zero Z va pune circuitul TR în starea „0". Acum se va închide poarta P şi numărătorul N rămîne nemişcat oferind prin conţinutul n al său valoarea tensiunii U_x, deoarece :

$$U_x = U_c = n \cdot U_r = n \cdot U_c.$$

Procesul de măsurare reîncepe atunci cînd divizorul de frecvenţă D comandă reluarea procesului. Pentru afişarea valorii tensiunii U_x se va utiliza un sistem de afişaj acţionat de numărătorul N.

9. MĂSURAREA NUMERICĂ A CURENTULUI ELECTRIC

Măsurarea curentului electric se poate efectua numeric dacă se înseriază în circuit o rezistență cunoscută și se utilizează un voltmetru numeric pentru a măsura căderea de tensiune de pe rezistență, această cădere fiind proporțională cu curentul. Avantajul acestei metode constă în simplitatea realizării sale și în lipsa necesității utilizării unor aparate speciale. Cu toate acestea se întîlnesc în literatură descrierile unor instalații specializate pentru măsurarea numerică a curentului. Acestea reprezintă în fond niște adaptări sau particularizări ale metodelor de măsurat a tensiunii. În continuare se prezintă cîteva dintre ele.

9.1. MĂSURAREA NUMERICĂ A CURENTULUI PRIN COMPARAREA SARCINILOR ELECTRICE

Un curent I_x poate încărca un condensator prin transportul sarcinilor electrice într-un timp dat. Dacă aceeași stare de încărcare a condensatorului se realizează prin transportul unor sarcini electrice de valoare cunoscută, atunci între curentul necunoscut I_x și valoarea sarcinii electrice se poate scrie o relație din care rezultă numeric valoarea curentului necunoscut I_x. Pe acest principiu s-a construit schema de măsură din figura 9.1.

Curentul I_x care trebuie măsurat încarcă condensatorul C conectat la intrarea unui amplificator A cu impedanță de intrare presupusă infinită. Dacă procesul de încărcare durează timp scurt, tensiunea care se găsește la bornele condensatorului se exprimă cu relația:

$$u_c = \frac{1}{C} I_x t, \tag{9.1}$$

După amplificatorul A este conectat un discriminator de amplitudine cu histereză D. În cazul creșterii tensiunii de la intrare, discriminatorul D emite

un semnal atunci cînd sesizează valoarea u_{cs}. În cazul descreşterii tensiunii, acelaşi discriminator D va emite un semnal la atingerea valorii inferioare u_{ci}. Această ultimă valoare este mai mică decît u_{cs}.

În procesul de încărcare a condensatorului C prin curentul I_x, la un moment dat se atinge valoarea u_{cs} ceea ce are ca urmare emiterea unui semnal la ieşirea discriminatorului D şi pornirea generatorului G de frecvenţă cunoscută. Acest generator emite un impuls spre un numărător N şi în acelaşi timp comandă prin Q emiterea unei sarcini electrice q de polaritate convenabilă spre condensatorul C. Această sarcină trece sub forma unui curent I_i de durată constantă Δt, mai mică decît semiperioada semnalelor generate de G.

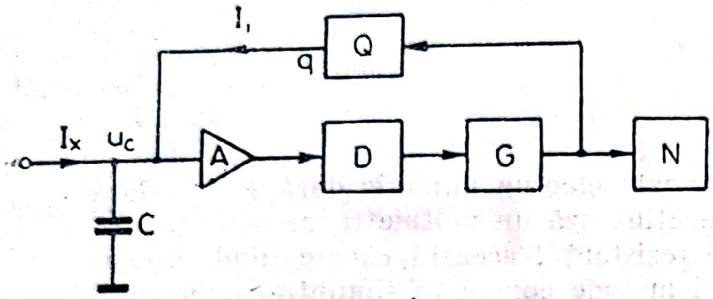


Fig. 9.1. Ampermetru numeric cu compararea sarcinilor electrice.

În intervalul de timp Δt tensiunea condensatorului C variază în funcţie de suma curenţilor I_x şi I_i. Se alege astfel polaritatea sarcinii q încît curentul I_i să fie de sens invers curentului I_x. Din acest motiv tensiunea u_c la bornele condensatorului C scade, aşa cum se vede în diagrama prezentată în figura 9.2, atingînd după intervalul de timp Δt valoarea u_i, să zicem mai mică decît u_{ci}. Variaţia tensiunii u_c între u_{cs} şi u_i este liniară, aşa cum rezultă din relaţia (9.1) în care în loc de I_x se pune diferenţa $I_i - I_x$, aceasta acţionînd în intervalul de timp Δt şi este descrescătoare dacă I_i este mai mare în valoare absolută decît I_x.

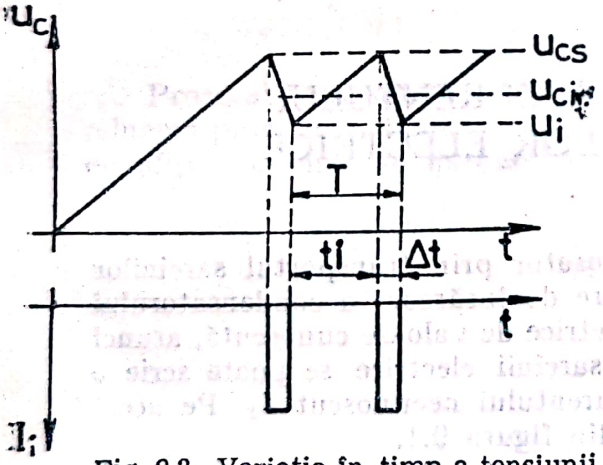


Fig. 9.2. Variaţia în timp a tensiunii condensatorului.

Deoarece am admis că u_c atinge tensiunea $u_i < u_{ci}$, discriminatorul D va emite un semnal care are ca urmare blocarea generatorului G. În timpul t_i care urmează se va executa încărcarea condensatorului C sub influenţa curentului I_x pînă se atinge valoarea u_{cs}. În acest moment se deblochează generatorul G prin discriminatorul D şi fenomenele se repetă. Relaţiile care descriu încărcarea şi descărcarea condensatorului sînt :

— Pentru perioada de încărcare :

$$u_c = u_i + \frac{1}{C} I_x t,$$

iar dacă $t = t_i$ rezultă $u_c = u_{cs}$ şi deci :

$$u_{cs} = u_i + \frac{1}{C} I_x t_i. \qquad (9.2)$$

— Pentru procesul de descărcare se va scrie :

$$u_c = u_{cs} + \frac{1}{C} I_x t - \frac{1}{C} \int_0^t dq,$$

q fiind sarcina transmisă de curentul I_t. La sfîrșitul procesului de descărcare $u_c = u_i$ și deci :

$$u_i = u_{cs} + \frac{1}{C} I_x \Delta t - \frac{q}{C}. \tag{9.3}$$

Combinînd relațiile (9.2 și 9.3) se obține :

$$0 = \frac{1}{C} I_x (t_i + \Delta t) - \frac{q}{C}$$

și în consecință

$$I_x = \frac{q}{t_i + \Delta t}. \tag{9.4}$$

În acest mod prin sarcina q se măsoară curentul I_x. Egalitatea (9.4) arată că în regim staționar sarcina transportată de curentul I_x în decursul intervalului de timp $t_i + \Delta t$ este egală cu sarcina q de reacție. Perioada de repetiție a fenomenului staționar este $T = t_i + \Delta t$, aceasta fiind și perioada intrării impulsurilor din generatorul G în numărător. În consecință frecvența acestora va fi :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_x}{q}. \tag{9.5}$$

ceea ce înseamnă că prin frecvența f se va putea măsura curentul I_x la sarcină q cunoscută.

Schema prezentată în figura (9.1) este în fond un convertor curent-frecvență. Se poate observa că mai există un regim de funcționare determinat de curenți I_x de valoare mare astfel încît, în intervalul de timp Δt în care activează atît I_x cît și I_t, tensiunea u_c a condensatorului nu atinge valoarea u_{ci} caracteristică discriminatorului. Din acest motiv generatorul G nu se blochează și el trimite un alt impuls, atît spre numărător cît și spre generatorul Q de sarcini normalizate. Situația se poate repeta de mai multe ori pînă cînd se îndeplinește condiția de blocare, cu fiecare impuls transmis reducîndu-se tensiunea de încărcare a condensatorului, așa cum se vede în figura 9.3. Aici s-a notat cu T_3 perioada generatorului G și s-a reprezentat cazul cînd s-au transmis trei impulsuri de sarcină q și durată Δt pentru ca tensiunea condensatorului să treacă sub valoarea u_{ci} capabilă să blocheze generatorul G prin discriminatorul D.

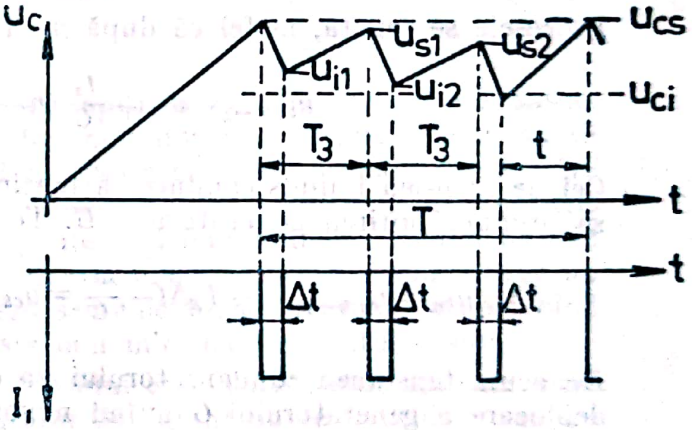


Fig. 9.3. Variația în timp a tensiunii condensatorului la funcționarea pentru curenți mari.

Scanned with OKEN Scanner

Procesele de încărcare și descărcare se descriu matematic cu relațiile de mai jos în care se utilizează notațiile din figura 9.3. La primul impuls tensiunea u_c scade la u_{i1} în intervalul Δt, deci:

$$u_{i1}=u_{cs}+\frac{I_x}{C}\Delta t-\frac{q}{C}. \tag{9.6}$$

În perioada următoare tensiunea u_c crește și atinge valoarea:

$$u_{s1}=u_{i1}+\frac{I_x}{C}(T_3-\Delta t)=u_{cs}+\frac{I_x}{C}T_3-\frac{q}{C}, \tag{9.7}$$

existentă cînd va apare al doilea impuls spre numărător și va trece a doua sarcină q de la Q spre condensator. În continuare tensiunea condensatorului scade la

$$u_{i2}=u_{s1}+\frac{1}{C}I_x\Delta t-\frac{q}{C}=u_{cs}+\frac{I_x}{C}(T_3+\Delta t)-2\frac{q}{C}.$$

În intervalul $T_3-\Delta t$ care urmează se va produce creșterea tensiunii condensatorului pînă la valoarea:

$$u_{s2}=u_{i2}+\frac{1}{C}I_x(T_3-\Delta t)=u_{cs}+\frac{I_x}{C}\cdot 2T_3-2\frac{q}{C}.$$

Procesele se repetă, astfel că după $n-1$ impulsuri se obține tensiunea:

$$u_{s,\,n-1}=u_{cs}+\frac{I_x}{C}(n-1)\,T_3-(n-1)\frac{q}{C}.$$

Cel de al n-lea impuls conduce la tensiunea u_{in} mai mică decît u_{ci} astfel că se produce oprirea generatorului G. Tensiunea u_{in} are valoarea:

$$u_{in}=u_{s,\,n-1}+\frac{1}{C}I_x\Delta t-\frac{q}{C}=u_{cs}+\frac{I_x}{C}[\Delta t+(n-1)\,T_3]-n\frac{q}{C}.$$

De acum tensiunea condensatorului va crește pînă va atinge valoarea u_{cs} de deblocare a generatorului G avînd nevoie de un interval de timp t astfel că se poate scrie:

$$u_{cs}=u_{in}+\frac{1}{C}I_x t=u_{cs}+\frac{I_x}{C}[\Delta t+(n-1)\,T_3+t]-n\frac{q}{C}. \tag{9.8}$$

Întregul interval de timp:

$$T=\Delta t+(n-1)\,T_3+t$$

constituie perioada în care procesele se vor repeta. Din relația (9.8) rezultă pentru I_x expresia:

$$I_x=\frac{nq}{T}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Deoarece în intervalul de timp T au trecut spre numărător n impulsuri, deşi acestea nu sînt plasate echidistant, t fiind ceva mai mare decît T_3, se poate aprecia o frecvenţă medie a lor egală cu

$$f=\frac{n}{T},$$

ceea ce permite a se scrie :

$$I_x=f\cdot q. \tag{9.9}$$

Se vede deci că măsurînd numeric frecvenţa f, la sarcină q etalon, se măsoară implicit valoarea curentului necunoscut I_x. Cea mai mare frecvenţă ce se poate obţine spre numărător este egală cu frecvenţa generatorului G, aceasta constiuind limita superioară a curentului ce se poate măsura. Dezavantajul schemei prezentate constă în necesitatea ca pe timpul măsurării să se menţină constantă valoarea curentului I_x. Această cerinţă nu este însă greu de realizat dacă se presupune că sursa de curent are o impedanţă mare, astfel încît variaţiile de tensiune pe condensator să nu influenţeze valoarea curentului.

9.2. MĂSURAREA NUMERICĂ A CURENTULUI PRIN APROXIMARE SUCCESIVĂ

Procedeul de a măsura o mărime prin aproximare succesivă este cunoscut din capitolele anterioare, el constînd din compararea succesivă a mărimii de măsurat cu etaloane de valori tot mai apropiate de aceea pe care o are mărimea necunoscută. În cazul măsurării curentului este necesar a dispune deci de curenţi etalon a căror valoare se poate exprima numeric comod sau în binar sau în zecimal. Pe lîngă această cerinţă mai trebuie să dispunem de un element de comparare care să furnizeze semnale logice distincte atunci cînd curentul măsurat este mai mare sau este mai mic decît curentul etalon.

Curenţii etalon se pot obţine din tensiuni etalon dacă sînt aplicate unor rezistoare de precizie, iar drept comparator de curent poate fi utilizat sau un amplificator operaţional în regim de sumator de curenţi urmat de un comparator, sau un miez feromagnetic cu ciclu de histereză dreptunghiular.

În figura 9.4 se prezintă schema unui ampermetru numeric cu aproximare succesivă realizat cu curenţi ponderaţi binar care servesc la compensare şi cu un amplificator operaţional μ urmat de un comparator C ca element de comparare. Curenţii ponderaţi sînt conectaţi de cheile C_1-C_n acţionate prin comenzi obţinute din dispozitivul de comandă DC.

La început se comandă închiderea cheii C_1, ceea ce are ca urmare intrarea în amplificatorul μ a curenţilor I_x şi $I_0/2$.

Dacă $I_x<I_0/2$, diferenţa $I_x-I_0/2$ este negativă, ceea ce are ca urmare apariţia la intrarea comparatorului C a unui semnal pozitiv şi transmiterea

Scanned with OKEN Scanner

în dispozitivul de comandă DC a unui semnal „0". Din acest motiv cheia C_1 va primi comanda de deschidere. Dacă $I_x - I_0/2 > 0$, semnalul emis de amplificatorul operațional μ va fi negativ iar comparatorul C va transmite în DC un semnal logic „1" ceea ce va conduce la menținerea în stare închisă a cheii C_1.

Urmează acum încercarea cheii C_2 cu același procedeu ca și mai înainte. Dispozitivul de comandă va reține cheia C_2 în starea închisă dacă suma curenților ponderați este mai mică decît I_x, deoarece în acest caz comparatorul

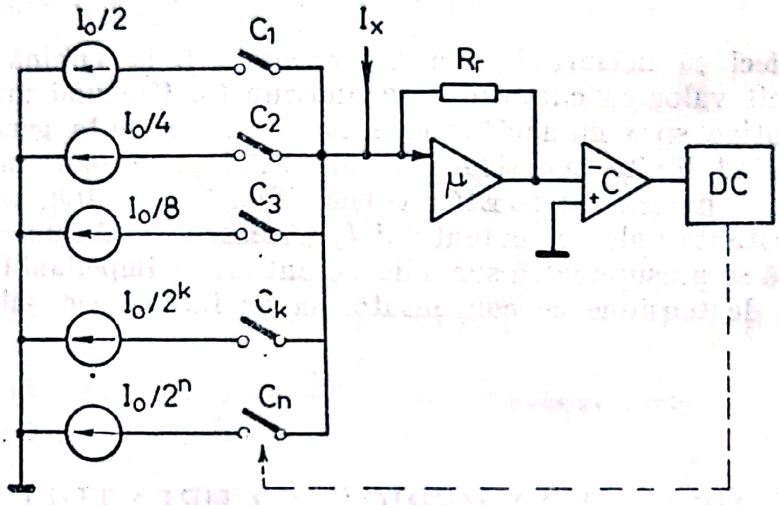


Fig. 9.4. Ampermetru numeric cu aproximare succesivă.

este acționat cu semnal negativ și transmite un „1" logic. Procesele se repetă pînă ce se încearcă ultimul curent ponderat. Starea finală a cheilor va exprima în binar, valoarea curentului I_x la scara curentului I_0. Un sistem de conversie binar-zecimal și un element de afișare vor completa schema pentru a realiza un ampermetru numeric.

Scanned with OKEN Scanner

10. MĂSURAREA NUMERICĂ A PUTERII, ENERGIEI ŞI A FACTORULUI DE PUTERE

Se poate afirma că dacă nu cea mai veche cel puţin cea mai răspîndită mărime electrică măsurată numeric este energia, contorul sub oricare formă a sa furnizînd date despre energie într-o formă numerică, discretă. Cu toate acestea măsurarea numerică a puterii, a factorului de putere şi chiar a energiei, adică a principalelor mărimi legate de energia electrică, este încă o problemă incomplet rezolvată, deşi în acest domeniu se fac continue eforturi pentru găsirea unor soluţii tehnico-economice satisfăcătoare. Oricare din cele trei mărimi specificate se obţin prin relaţii între tensiuni şi curenţi. Măsurarea numerică va presupune în consecinţă circuite de intrare analogice în care se execută o prelucrare iniţială, apoi circuite de prelucrare digitală cu un sistem de afişare adecvat.

Partea analogică poate fi mai mult sau mai puţin extinsă astfel încît partea numerică ocupă o zonă mai mică sau mai mare din aparatul de măsurat. Cu cît partea analogică va fi mai restrînsă cu atît precizia de măsurare va fi mai mare şi aparatul mai complicat şi mai scump.

Diferitele procedee de măsurare numerică a puterii, energiei şi factorului de putere au raportul dintre volumul de prelucrare analogică către volumul de prelucrare numerică diferit, cele mai vechi avînd o mică parte numerică.

10.1. WATTMETRE NUMERICE

Măsurarea puterii înseamnă, atît în curent continuu cît şi în curent alternativ, efectuarea unui produs între două mărimi electrice. În instrumentele de măsurare numerică multiplicatorul poate fi analogic, numeric sau hibrid, acest aspect putînd constitui un element de clasificare. În acest caz vom distinge trei clase de instrumente şi anume : cu multiplicator analogic urmat de o măsurare numerică a rezultatului, cu multiplicator numeric precedat de

Scanned with OKEN Scanner

măsurarea numerică a factorilor care intră în produs, sau cu multiplicator hibrid precedat și urmat de instalații de măsurare numerică. Schemele de măsurare numerică a puterii prezentate în continuare sînt grupate în aceste trei clase.

10.1.1. WATTMETRE NUMERICE CU MULTIPLICATOR ANALOGIC

Un multiplicator analogic poate fi dispozitivul electrodinamic sau de inducție, utilizat la construcția wattmetrelor sau contoarelor clasice. Transformarea unui asemenea dispozitiv pentru o măsurare numerică este simplă, așa cum va rezulta în cele de mai jos.

10.1.1.1. WATTMETRU NUMERIC CU CONVERTOR ANALOGIC PUTERE-TENSIUNE

Convertirea puterii în tensiune și măsurarea numerică a acesteia poate fi o soluție pentru un aparat de măsurare numerică a puterii care utilizează astfel un voltmetru digital. Soluția aceasta este avantajoasă deoarece problemele de precizie și cost sînt rezolvate odată cu construcția voltmetrelor numerice, principalele probleme puse dispozitivului fiind acelea de a realiza conversia putere-tensiune cu precizie cît mai mare, la un preț de cost redus și cu o schemă de mare fiabilitate.

Pe un ax se montează două dispozitive de măsurat — unul electrodinamic, căruia i se aduc la intrare curentul și tensiunea drept componente ale puterii, iar celălalt magneto-electric, căruia i se aduce un curent reglabil. În momentul în care cele două dispozitive au cuplurile egale, situație pusă în evidență, spre exemplu, prin poziția axului, tensiunea de la bornele dispozitivului magneto-electric poate fi măsurată numeric pentru a constitui o măsură a puterii. Dacă curentul prin dispozitivul magneto-electric a fost comandat printr-un sistem numeric, echilibrul cuplurilor acționează asupra dispozitivului de comandă făcînd să înceteze reglarea, expresia numerică a sistemului putînd fi o expresie a puterii măsurate.

Ca orice sistem cu axe și bobine, procedeul descris sumar mai sus are dezavantajul existenței unor părți mobile, de unde decurg fiabilitatea redusă, suprasarcini mici, rezistență mică la vibrații etc. Precizia instrumentului nu poate fi mai bună decît 0,5%, atît cît pot atinge dispozitivele electrodinamice. Din aceste motive metoda prezintă doar interes didactic negăsindu-și utilizare rațională în măsurări industriale sau de laborator.

Multiplicatoare analogice se pot construi utilizînd traductoare galvanomagnetice pe baza efectului Hall sau a efectului magneto-rezistiv în materiale semiconductoare. Aceste traductoare convertesc puterea într-o tensiune continuă care se poate măsura cu un voltmetru digital, dependența de temperatură

Scanned with OKEN Scanner

și valoarea redusă a tensiunii obținute la ieșire reduc însă precizia măsurărilor din care cauză în wattmetrele digitale aceste multiplicatoare se utilizează rar.

10.1.1.2 WATTMETRU NUMERIC CU CONVERTOR ANALOGIC PUTERE-FRECVENȚĂ

Măsurarea numerică a frecvenței este o problemă rezolvată practic, de aceea existența unui convertor putere-frecvență ar putea soluționa și problema măsurării numerice a puterii.

Un contor de energie electrică construit cu dispozitiv de inducție are viteza unghiulară proporțională cu puterea. Dacă în discul contorului se practică orificii periferice echidistante, se poate obține o tensiune pulsatorie cu frecvența dată de trecerea acestor orificii prin dreptul unui reper fix, spre exemplu, utilizînd un sistem optic. Deoarece viteza unghiulară a discului este proporțională cu puterea, frecvența tensiunii va fi proporțională cu puterea și se va putea măsura cu metode numerice.

Sistemul prezentat este relativ ușor de realizat cu observația că nu se pot obține precizii mari, dispozitivul de inducție fiind el însuși de precizie scăzută, iar instalația sensibilă la șocuri, la suprasarcini, la uzură în timp, ca orice dispozitiv cu părți mobile. Cu toate aceste mari neajunsuri, sisteme de acest fel s-au construit pentru realizarea unor telemăsurări a puterii în special în instalațiile electroenergetice. Ele nu cunosc însă o prea largă răspîndire.

10.1.1.3. WATTMETRU NUMERIC CU MULTIPLICARE PRIN DIVIZAREA TIMPULUI

Multiplicatorul prin divizarea timpului constă dintr-un dispozitiv care realizează o dublă modulare asupra unor impulsuri. Amplitudinea impulsului este determinată de unul din cei doi factori care se înmulțesc, iar durata impulsului de cel de al doilea factor. Suprafața impulsului și la frecvență constantă valoarea medie a impulsurilor, este proporțională cu produsul celor două mărimi. În figura 10.1 se prezintă o schemă de principiu care realizează măsurarea produsului dintre U_x și U_y. Generatorul de tensiune liniar crescătoare GTL cu perioada de repetiție T și tensiune u_0 acționează la intrarea comparatorului C. La cealaltă intrare a comparatorului acționează tensiunea U_x. Ieșirea din comparator comandă cheia K astfel încît aceasta este închisă atîta timp cît $U_x > u_0$.

Deoarece :

$$u_0 = K_1 t,$$

egalitatea

$$u_0 = U_x$$

se realizează după timpul

$$T_1 = \frac{U_x}{K_1}.$$

La intrarea în filtrul trece jos FTJ se aplică tensiunea U_y în decursul intervalului de timp T_1. Suprafața impulsurilor de la intrare va fi:

$$S = U_y T_1 = \frac{U_x \cdot U_y}{K_1} \qquad (10.1)$$

proporțională cu produsul celor două tensiuni U_x și U_y. Valoarea medie a acestor impulsuri este măsurată cu un voltmetru numeric, VN, reprezentînd

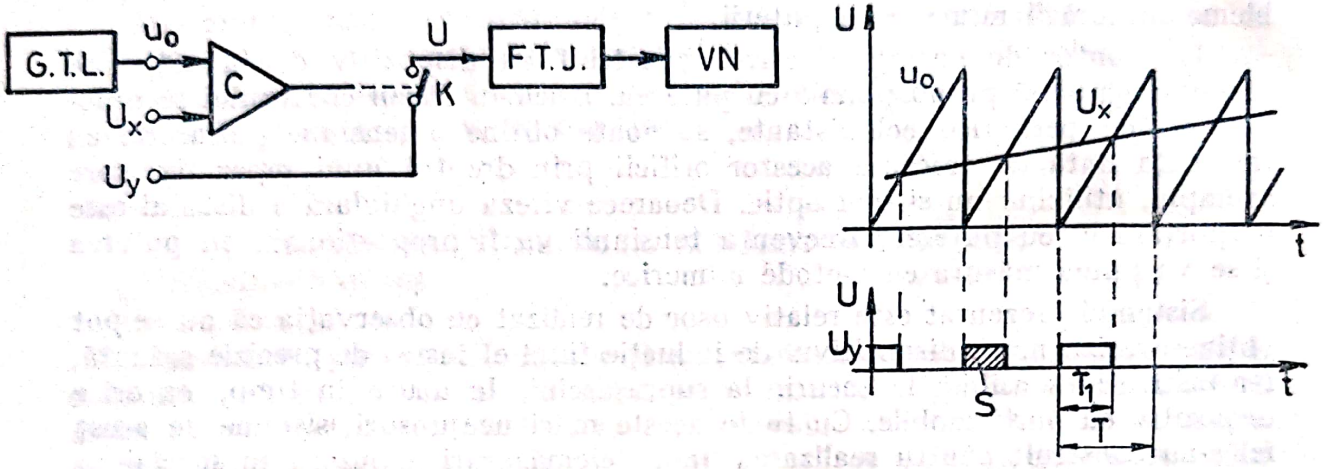


Fig. 10.1. Măsurarea puterii cu multiplicator prin divizarea timpului.

puterea dacă U_x este proporțională cu tensiunea, iar U_y cu curentul care caracterizează puterea. Schema din figură se pretează la măsurarea puterii în curent continuu deoarece suprafața dată de relația (10.1) este numai pozitivă.

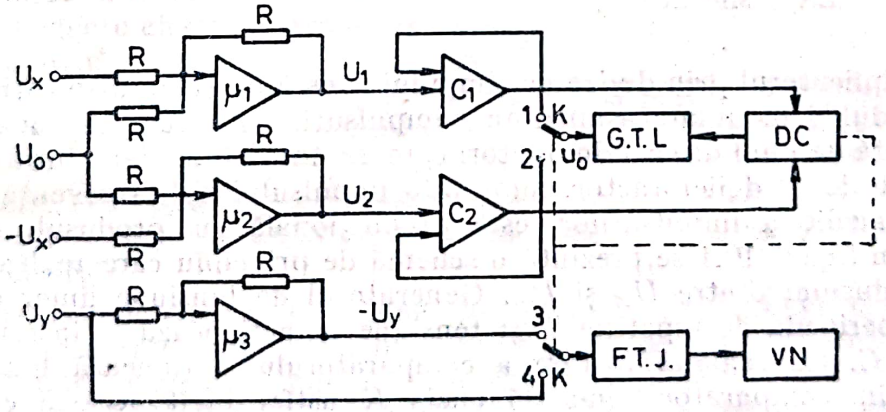


Fig. 10.2. Schemă de wattmetru pentru c.a.

O altă schemă care evidențiază același principiu și care se poate utiliza și în curent alternativ se vede în figura 10.2. Aici amplificatoarele operaționale μ_1 și μ_2 realizează suma, respectiv diferența a două tensiuni:

$$U_1 = -(U_0 + U_x); \quad U_2 = -(U_0 - U_x), \qquad (10.2)$$

Scanned with OKEN Scanner

în care U_0 este o tensiune constantă egală sau mai mare ca cea mai mare valoare pe care o poate avea U_x. Generatorul de tensiune liniar variabilă GTL furnizează o tensiune în dinți de ferăstrău $u_0=kt$.

Dispozitivul de comandă DC permite începerea creșterii tensiunii în GTL ciclic atunci cînd comparatoarele C_1 și C_2 stabilesc egalitatea între tensiunile de la intrările lor. Cheia K acționată de DC stă închisă în poziția 1 pe durata T_1 și în poziția 2 pe durata T_2, T_1 și T_2 fiind determinați din condițiile $u_0=U_1$; $n_0=U_2$, ceea ce conduce la

$$T_1=\frac{U_1}{k}; \qquad T_2=\frac{U_2}{k}.$$

Suma, respectiv diferența acestor intervale de timp se exprimă cu relațiile:

$$T=T_1+T_2=\frac{U_1+U_2}{k}=\frac{-U_0-U_x-U_0+U_x}{k}=-\frac{2U_0}{k}$$

$$T_1-T_2=\frac{U_1-U_2}{k}=\frac{-U_0-U_x+U_0-U_x}{k}=-\frac{2U_x}{k},$$

iar raportul lor

$$\frac{T_1-T_2}{T_1+T_2}=\frac{U_x}{U_0} \tag{10.3}$$

este proporțional cu tensiunea U_x.

Prin poziția 3, respectiv 4 cheia K aduce la intrarea filtrului trece jos FTJ cînd tensiunea U_y cînd tensiunea $-U_y$ obținută din U_y prin inversare cu ajutorul amplificatorului operațional μ_3, astfel încît valoarea medie care se măsoară cu voltmetrul numeric VN va fi

$$p=T_1U_y-T_2U_y=-U_y\frac{2U_x}{k}=\frac{U_xU_y}{U_0}T \tag{10.4}$$

proporțională cu puterea P, atunci cînd U_x reprezintă tensiunea iar U_y curentul.

Schema din figura 10.2 funcționează corect și în curent alternativ de frecvență industrială $f=\frac{1}{T_0}$ dacă perioada T este mică, să zicem de ordinul zecilor de microsecunde, astfel încît în decursul acestui intreval de timp să se poată considera că atît U_x cît și U_y nu-și schimbă valoarea. Filtrul de mediere FTJ trebuie să aibă frecvența de tăiere suficient de scăzută pentru a furniza valoarea medie a produsului mărimilor alternative U_x și U_y. Se poate considera că atît U_x cît și U_y sînt preluate prin eșantioanele lor la intervale de timp egale cu T, iar produsul p, așa cum se vede din relația (10.4), exprimă puterea perechilor de eșantioane. Suma produselor eșantioanelor

$$\sum_{j=1}^{n}\cdot p_j=\sum_{j=1}^{n}\frac{T}{U_0}U_{xj}\cdot U_{yj}\cong K'\frac{1}{T_0}\int_0^{T_0}U_xU_y\,dt$$

este practic proporțională cu valoarea medie a puterii.

Scanned with OKEN Scanner

În unele scheme tensiunea medie care iese din filtrul trece jos este convertită în frecvență și măsurată apoi cu un frecvențmetru numeric. Dacă după această conversie se numără semnalele date de convertorul tensiune-frecvență se obține un contor de energie numeric, deoarece, frecvența fiind proporțională cu puterea, numărul de impulsuri este proporțional cu integrala frevenței, deci exprimă energia. Asemenea contoare s-au construit realizînd precizii de $\pm 0{,}5\%$, limitarea fiind determinată de liniaritățile componentelor din multiplicatorul analogic.

10.1.1.4. WATTMETRU NUMERIC CU MULTIPLICATOR PRIN DUBLĂ MODULARE ÎN TIMP

In figura 10.3 se prezintă schema de principiu a unui wattmetru numeric care utilizează un multiplicator cu dublă modulare în timp. Atît tensiunea U_x cît și tensiunea U_y sînt modulate în durată prin comparație cu tensiuni liniar variabile. Comparatorul C_1 are semnal de ieșire în intervalul de timp T_1, în care $U_x > U_1$, iar comparatorul C_2 în intervalul de timp T_2, în care $U_y > U_2$. Tensiunile U_1 și U_2 au frecvențele mult diferite astfel încît în interiorul duratei T_1 se realizează cîteva sute de intervale T_2. Deoarece U_1 și U_2 sînt liniar dependente de timp se poate scrie :

$$T_1 = k_1 U_x ; \quad T_2 = k_2 U_y .$$

Cheia K se închide atunci cînd atît C_1 cît și C_2 au semnal la ieșire și în consecință la intrarea filtrului trece jos FTJ se aplică impulsuri de amplitudine U_0 în intervalele T_2 și T_1. Valoarea medie a acestor impulsuri pe perioada T_x de repetiție a semnalelor din 1GTL este

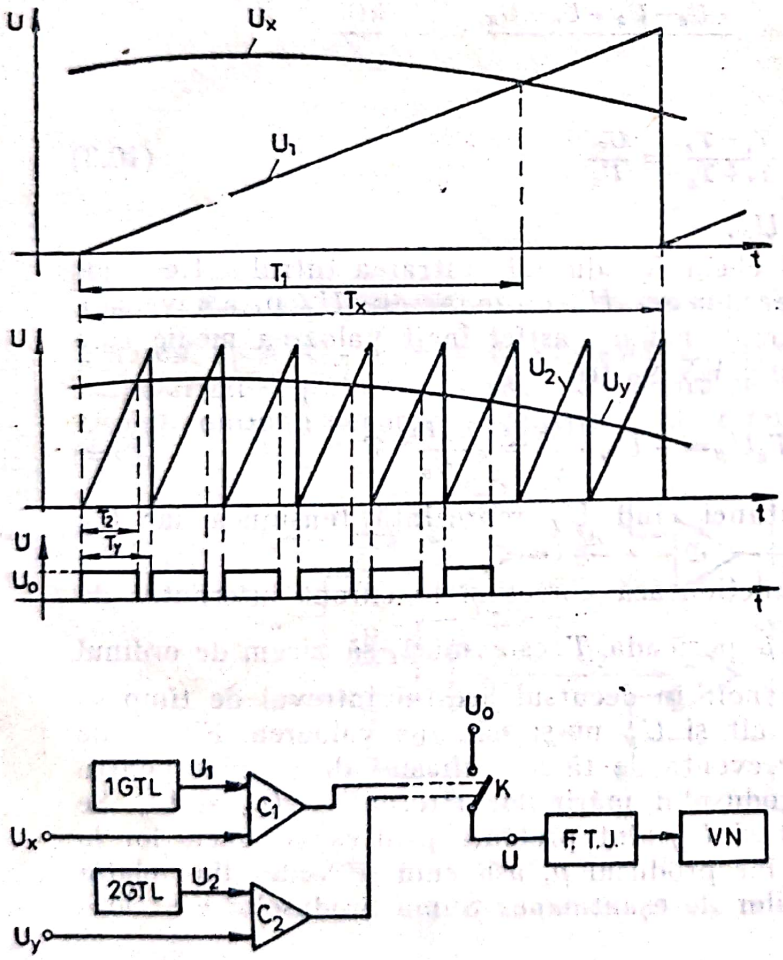


Fig. 10.3. Măsurarea puterii prin dublă modulare.

$$p_1 = \frac{1}{T_x} \cdot U_0 \cdot \sum_{j=1}^{n} T_{2j} = k_2 \frac{U_0}{T_x} n \, U_y , \qquad (10.5)$$

Scanned with OKEN Scanner

în care n arată cîte perioade T_y de repetiţie a semnalelor din 2 GTL sînt prezentate în intervalul de timp T_1, adică :

$$n = \frac{T_1}{T_y} = \frac{k_1 U_x}{T_y}$$

astfel încît se va scrie pentru (10.5) :

$$p_1 = U_0 \frac{k_2 k_1}{T_x T_y} U_x U_y. \tag{10.6}$$

După cum se vede p_1 este proporţional cu puterea dacă U_x exprimă tensiunea, iar U_y curentul şi se va măsura cu voltmetrul numeric VN.

Schema prezentată în figura 10.3 se pretează pentru măsurare în curent continuu deoarece tensiunea U_0 este numai pozitivă.

10.1.1.5. ALTE TIPURI DE WATTMETRE NUMERICE CU MULTIPLICATOR ANALOGIC

Utilizînd relaţia :

$$(U_x + U_y)^2 - (U_x - U_y)^2 = 4U_x U_y, \tag{10.7}$$

se poate construi un wattmetru numeric cu multiplicator analogic. Schema urmează să realizeze o sumă, respectiv o diferenţă a două mărimi, să execute

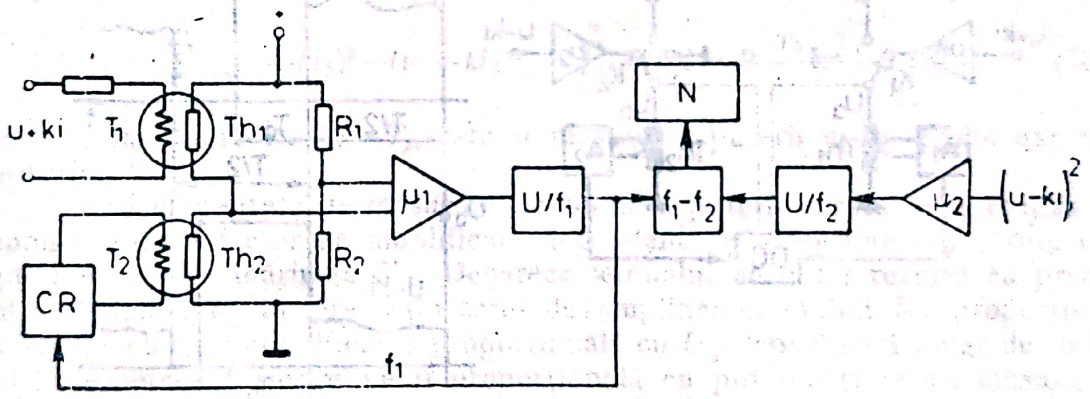


Fig. 10.4. Măsurarea puterii cu multiplicator analogic.

pătratul valorilor obţinute şi să facă diferenţa pătratelor pentru a obţine o mărime proporţională cu produsul mărimilor U_x şi U_y. Funcţionarea este posibilă atît în curent continuu cît şi în curent alternativ pînă la frecvenţe înalte. În figura 10.4 se prezintă o schemă care realizează măsurarea puterii utilizînd relaţia (10.7) şi o conversie tensiune-frecvenţă.

La intrarea schemei se utilizează un termistor Th_1 încălzit în T_1 de tensiunea $u+ki$. Termistorul Th_1 este montat într-o punte împreună cu două rezistoare R_1 şi R_2 şi cu un al doilea termistor Th_2. Cele două termistoare au

aceeași caracteristică rezistență-temperatură, astfel că o ușoară dezechilibrare a punții face ca tensiunea furnizată de amplificatorul μ_1 și convertită în frecvență de convertorul U/f_1, să comande prin CR încălzirea termistorului Th_2 la aceeași temperatură ca și Th_1. Puterea dată în T_2 de CR este egală cu puterea dată în T_1 de $u+ki$. Din CR trec spre T_2 impulsuri de energie constantă și de frecvență f_1. Puterea medie a acestor impulsuri este deci proporțională cu f_1, această frecvență reprezentînd valoarea pătratului tensiunii $u+ki$.

O schemă similară realizează conversia pătratului tensiunii $u-ki$ în frecvența f_2. Într-un dispozitiv de diferență se obține f_1-f_2 care servește la numărare în numărătorul reversibil N. O numărare continuă va oferi în final informații asupra energiei, iar numărarea într-un interval de timp cunoscut va preciza numeric valoarea puterii.

Convertorul frecvență-putere CR este constituit de un condensator care se încarcă la tensiune constantă în fiecare impuls de frecvența f_1 și apoi se descarcă peste rezistența de încălzire din T_2. Menținerea constantă a tensiunii de încărcare și a capacității vor fi condiții de realizare a unor precizii mari. La precizia măsurării vor interveni de asemenea asemănarea caracteristicilor termistoarelor Th_1 și Th_2. Cu schema prezentată s-a executat măsurarea puterii pînă la 80 KHz cu o precizie de $\pm 0{,}5\%$.

Relația (10.7) se poate utiliza la măsurarea puterii într-o schemă de conversie în timp, așa cum se vede în figura 10.5. Tensiunea U_a, care contribuie

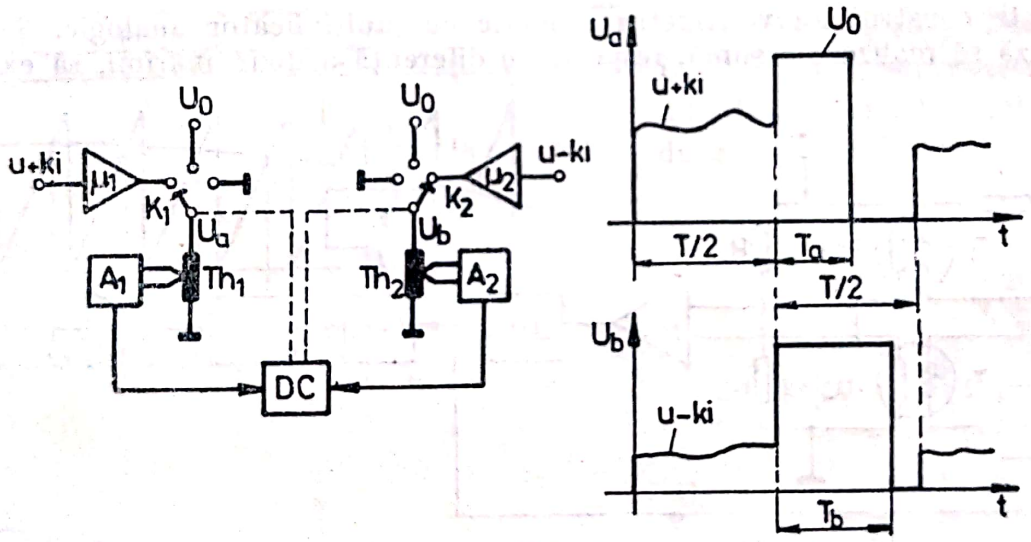


Fig. 10.5. Măsurarea puterii prin conversie în diferență de timpi.

la încălzirea termistorului Th_1, se compune din $u+ki$ pentru un interval de timp egal cu jumătatea perioadei de măsurare $T/2$, urmată de o tensiune constantă U_0 pentru un interval de timp T_a și apoi o tensiune nulă pînă la sfîrșitul intervalului T. Comutarea tensiunilor la intrarea termistorului se face prin comutatorul K_1, comandat de dispozitivul de comandă DC, în funcție de starea de încălzire a termistorului, sesizată de un termocuplu și amplificată prin blocul A_1.

Scanned with OKEN Scanner

Dispozitivul de comandă reglează intervalul de timp T_a astfel ca puterea medie disipată în Th_1 să fie constantă și egală cu P_1. Dacă R_1 este rezistența termistorului se poate scrie:

$$P_1=\frac{1}{T}\left[\frac{(u+ki)^2}{R_1}\frac{T}{2}+\frac{U_0^2}{R_1}T_a\right].$$

În mod similar, puterea disipată în termistorul Th_2 de tensiune U_b va fi:

$$P_2=\frac{1}{T}\left[\frac{(u-ki)^2}{R_2}\frac{T}{2}+\frac{U_0^2}{R_2}T_b\right].$$

Din cele de mai sus rezultă:

$$(u+ki)^2-(u-ki)^2=4kui=2P_1R_1-2P_2R_2+2\frac{U_0^2}{T}(T_b-T_a),$$

iar dacă $R_1=R_2$ și $P_1=P_2$ rămîne

$$kui=\frac{U_0^2}{2T}(T_b-T_a). \tag{10.8}$$

Se vede deci că în dispozitivul de comandă se poate genera intervalul de timp T_b-T_a ca o măsură a puterii și se poate măsura cu un instrument numeric.

Metoda prezentată mai sus se poate aplica și pentru sisteme cu n faze. În acest caz comutatorul K are $n+2$ poziții, conectează de n ori tensiuni de forma (u_j+ki_j) în timpi egali cu $\frac{T}{2n}$, odată tensiunea U_0 pe durată variabilă T_a și odată la masă. Relațiile ce se pot scrie, dacă $P_1=P_2$ și $R_1=R_2$ vor fi

$$\sum_{j=1}^{n}[(u_j+ki_j)^2-(u_j-ki_j)^2]=\sum_{j=1}^{n}4ku_ji_j=2\frac{T_b-T_a}{T}n\,U_0^2, \tag{10.9}$$

ceea ce înseamnă că T_b-T_a este o măsură a puterii și se poate exprima numeric.

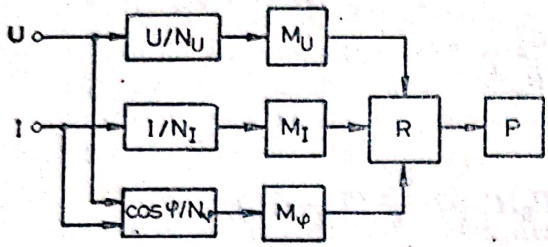
O altă modalitate de măsurare numerică a puterii constă în a realiza un amplificator cu factor de amplificare dependent de o mărime U_y căruia i se aplică la intrare mărimea U_x. Deoarece semnalul de ieșire rezultă ca produs între semnalul de intrare și factorul de amplificare, făcînd U_x proporțional cu tensiunea U și amplificarea proporțională cu U_y dependentă liniar de curentul i, tensiunea la ieșire va fi proporțională cu puterea și se va măsura cu un voltmetru numeric.

10.1.2. WATTMETRU NUMERIC CU MULTIPLICATOR NUMERIC

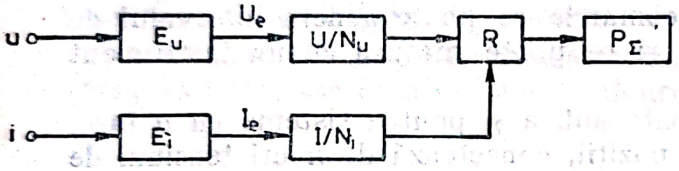
Puterea în curent alternativ se exprimă prin produsul a trei mărimi: valoarea efectivă a tensiunii, valoarea efectivă a curentului și cosinusul unghiului de defazaj dintre aceste două mărimi. În figura 10.6a se prezintă

Scanned with OKEN Scanner

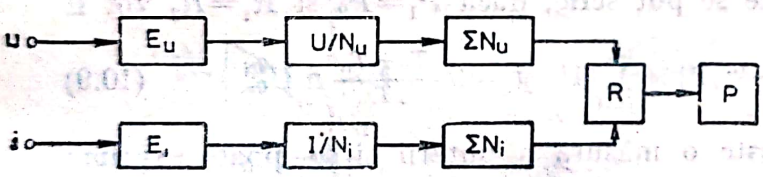
o schemă care utilizează trei convertoare analog numerice pentru a converti cele trei mărimi specifice puterii. Numerele obținute se memorează în trei dispozitive numerice și apoi se înmulțesc în dispozitivul R pentru a se putea afișa produsul lor în dispozitivul P. Datorită prelucrării numerice, erorile ce intervin în exprimarea puterii se introduc la conversia numerică a celor trei mărimi analogice. Făcînd aceste convertoare de precizie bună se obține un wattmetru de clasă bună. Prelucrarea numerică prezintă dezavantajul unui volum mare și avantajul unor calcule fără erori. Deoarece măsurarea factorului de putere în regim nesinusoidal nu are obiect, metoda se pretează numai pentru regimul sinusoidal.



a. Pentru valori efective



b. Pentru valori momentane



c Pentru valori medii pe o jumătate de perioadă

Fig. 10.6. Măsurarea puterii cu multiplicator numeric.

În figura 10.6b se prezintă o altă variantă a wattmetrului cu multiplicare numerică. Aici din tensiune și din curent se iau eșantioane cu dispozitivele de eșantionare și memorare E_u, respectiv E_i. Eșantioanele se convertesc numeric cu convertoarele U/N_u, respectiv I/N_i, și apoi se execută produsul numeric în dispozitivul R. În sumatorul p se acumulează conținutul dispozitivului R calculat pentru fiecare pereche de eșantioane. Acumularea se face ținînd cont de semnul eșantioanelor astfel încît procesul înseamnă adunare ori de cîte ori eșantioanele au același semn și scădere în caz contrar. După un interval de timp care poate fi o perioadă sau o secundă, conținutul sumatorului p se afișează pentru a indica numeric valoarea medie a puterii.

Schema descrisă realizează integrala produsului dintre u și i prin însumarea produselor eșantioanelor. Dacă perioada de eșantionare este de 500—600 ori mai mică decît perioada tensiunii, procedeul descris are erori acceptabile. Pentru frecvență industrială acest procedeu necesită perioade de eșantionare de ordinul a 30—40 μs, timp în care atît conversia numeric analogică cît și produsul cu dispozitivul R trebuie să se efectueze.

În unele wattmetre în loc să se efectueze media produselor $u \cdot i$ se preferă înlocuirea ei cu produsul mediilor tensiunii și curentului pe o jumătate de perioadă care coincide cu o alternanță a tensiunii.

Scanned with OKEN Scanner

În acest caz se obține:

$$U_{med} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} U_m \sin \omega t \, dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U$$

$$I_{med} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin (\omega t + \varphi) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I \cos \varphi$$

iar produsul lor

$$U_{med} \, I_{med} = \frac{8}{\pi^2} U \, I \cos \varphi \qquad (10.10)$$

reprezintă puterea. În figura 10.6c se prezintă schema de principiu bazată pe această metodă. Față de schema din figura 10.6b se observă că s-au introdus sumatoarele ΣN_u, ΣN_i pentru numerele rezultate din conversia eșantioanelor. Numărătorul ΣN_i trebuie să fie reversibil pentru ca numărul acumulat să reprezinte valoarea medie a curentului i, într-o semiperioadă a tensiunii u, curentul putînd avea atît valori pozitive cît și valori negative. Elementul R realizează produsul:

$$P = \sum_{j=1}^{n} (N_u)_j \cdot \sum_{i=1}^{n} (N_i)_j,$$

n fiind numărul eșantioanelor luate. Mărimea P este proporțională cu puterea deoarece suma eșantioanelor aproximează valoarea medie a mărimii atunci cînd numărul eșantioanelor este suficient de mare. Observația făcută anterior referitor la perioada eșantionării este valabilă și în cazul acesta.

10.1.3. WATTMETRE NUMERICE CU MULTIPLICATOR HIBRID

Multiplicatoarele numerice fiind complexe sînt scumpe și consumă relativ mult timp. Din acest motiv s-au căutat soluții în care multiplicarea să se facă cu scheme mai puțin numerice, cu viteze mai mari și dacă se poate cu precizii asemănătoare multiplicatoarelor numerice. Așa au apărut schemele cu elemente de înmulțire hibride, în care se regăsesc atît mărimile analogice cît și cele numerice.

10.1.3.1. WATTMETRE CU CONVERSIE INTERMEDIARĂ PENTRU *U* ȘI *I*

În această clasă de wattmetre numerice se includ instrumentele în care tensiunea și curentul se prelucrează analogic înainte de multiplicare, prin transformări în mărimi de altă natură fizică.

În figura 10.7 se prezintă o schemă bloc a unui wattmetru în care inițial în blocurile E_u și E_i se execută eșantionarea tensiunii și curentului, iar cu blocurile U/T_u și I/T_i se execută o modulare în durată a unor impulsuri de frecvență constantă $\frac{1}{T_u}=f_u$, respectiv $\frac{1}{T_i}=f_i$. Perioada de eșantionare poate fi egală cu $1/f$, iar raportul frecvențelor f_u și f_i este mare, de ordinul sutelor sau miilor. În acest mod, în interiorul intervalului de timp T_1 în care se convertește eșantionul tensiunii vor exista n intervale de timp T_2 în care se convertește eșantionul curentului.

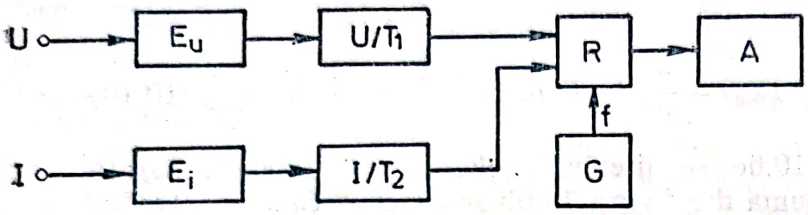


Fig. 10.7. Măsurarea puterii cu conversie intermediară în timp.

Poarta R este deschisă în intervalele de timp în care T_1 și T_2 se suprapun. În aceste intervale frecvența f din generatorul G trece spre numărătorul A făcînd să crească conținutul acestuia. Dacă notăm cu N numărul de impulsuri care se adună în numărător se pot scrie următoarele relații:

$$T_1=k_1U\,;\quad T_2=k_2I\,;\quad n=\frac{T_1}{T_i}$$

$$N=n\cdot T_2\cdot f=\frac{T_1}{T_i}T_2f=k_1U\cdot k_2I\cdot f\cdot f_i=K\cdot P,$$

din care se vede că N este proporțional cu puterea celor două eșantioane luate din U și I. Realizarea produsului se face aici în interiorul porții R în care se întîlnesc duratele T_1, T_2 și frecvența f.

Considerînd că f_i este de sute de ori mai mare ca f_u și că frecvența de numărare f este de sute de ori mai mare ca f_i, rezultă că schema prezentată se poate utiliza la măsurarea puterii de frecvență industrială numai dacă numărătorul A și poarta R acceptă frecvențe de ordinul zecilor de megaherți. Expresia puterii se va face pe baza sumei numerelor N caracteristice fiecărui eșantion, în numărătorul A acestea adunîndu-se dacă eșantioanele au același semn sau scăzîndu-se dacă eșantioanele au semne contrare.

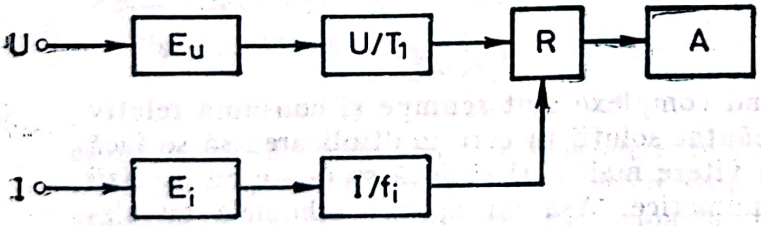


Fig. 10.8. Măsurarea puterii cu conversie intermediară în timp și frecvență.

O schemă mai ușor de realizat se prezintă în figura 10.8. Aici tensiunea U, după eșantionare, se convertește într-un interval de timp T_1, iar curentul I într-o frecvență f_i. Poarta R permite trecerea impulsurilor de frecvență f_i spre numărătorul A numai în intervalul de timp T_1. În acest fel, dacă N este numărăul de impulsuri care se acumulează în numărător, se pot scrie relațiile:

$$T_1=k_1U\,;\quad f_i=k_2I\,;\quad N=T_1\cdot f_i$$

Scanned with OKEN Scanner

sau

$$N=k_1\ k_2\ UI=K\cdot P,$$

astfel punîndu-se în evidență proporționalitatea dintre produsul eșantioanelor luate din curent și tensiune și numărul conținut în numărător. Pentru funcționare în c.a. se vor executa operațiile de eșantionare, o conversie și o numărare pentru un interval de timp de cel puțin o perioadă, în numărătorul A urmînd a se aduna sau scădea impulsurile de frecvență f_i după cum eșantioanele curentului au sau nu același semn cu eșantioanele tensiunii. Conținutul numărătorului A se afișează exprimînd astfel puterea.

Executînd cel puțin 500 eșantionări într-o perioadă a mărimii de măsurat și o conversie a curentului cu cel puțin 500 impulsuri în interiorul unui interval de timp T_1, rezultă, pentru a măsura puterea de frecvență industrială, un convertor curent-frecvență cu frecvență maximă de circa 10 MHz.

Preciziile realizate de schemele prezentate mai sus sînt limitate de convertoarele analogice ale mărimilor de intrare.

10.1.3.2. WATTMEIRE NUMERICE CU DUBLĂ CONVERSIE

În această categorie am inclus wattmetrele numerice în care o mărime analogică se convertește într-o altă mărime analogică prin intermediul unui număr. Se prezintă în continuare trei scheme de principiu care realizează măsurarea puterii utilizînd duble conversii.

În figura 10.9 se arată schema bloc principială a unui wattmetru numeric în care eșantionul curentului se convertește într-un număr N_i cu ajutorul blocului de eșantionare și memorare E_i și al convertorului I/N_i. Numărul N_i se convertește apoi în blocul N/R în două rezistențe R_1 și R_2 de sumă constantă R_0, una din ele fiind proporțională cu N_i. Celor două rezistențe R_1 și R_2

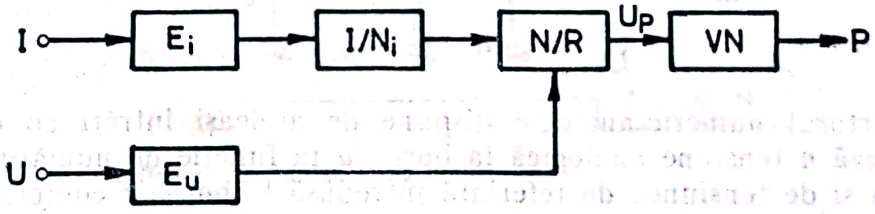


Fig. 10.9. Wattmetru cu dublă conversie în rezistență.

conectate în serie li se aplică eșantionul tensiunii U obținut prin blocul de eșantionare și memorare E_u. Căderea de tensiune pe rezistența R_1 se măsoară cu un voltmetru numeric VN fiind o mărime proporțională cu puterea, așa cum rezultă din următoarele relații scrise pentru blocurile din schemă:

— pentru convertorul curent-număr

$$N_i=k_i\ I,$$

— pentru convertorul număr-rezistență

$$R_1=k_r N_i\ ;\ R_2=R_0-R_1=R_0-k_r N_i,$$

Scanned with OKEN Scanner

— pentru tensiunea U

$$I_0 = \frac{U}{R_1 + R_2},$$

— pentru tensiunea U_p măsurată de voltmetrul VN

$$U_p = I_0 R_1 = \frac{U}{R_1 + R_2} R_1 = \frac{U}{R_0} k_r N_i = \frac{U}{R_0} k_r k_i I = KP.$$

Din aceste relații decurge proporționalitatea dintre puterea P și tensiunea U_p.

Măsurarea în c.a. presupune eșantionarea și măsurarea fiecărui eșantion, apoi medierea eșantioanelor numerice cu ajutorul unui numărător nefigurat în schema din figura (10.9).

Precizia wattmetrului depinde de preciziile celor patru convertoare utilizate. În mod normal, cu dispozitive de eșantionare și memorare cu precizie de $\pm 0{,}02\%$ și convertoare analog-număr și număr-rezistență de precizie $\pm 0{,}02\%$, se poate obține conversia puterii în număr cu eroare de $\pm 0{,}1\%$.

În figura 10.10a se prezintă schema de principiu a unui wattmetru cu dublă conversie tensiune-număr-tensiune, care utilizează circuite de împărțire. Schema conține trei convertoare. Un convertor numeric analogic IN/A și două convertoare analog numerice $1A/N$ și $2A/N$. Fiecare din aceste convertoare dispune de trei locuri de acces prin care pătrunde sau iese informația în formă analogică sau numerică. O intrare analogică notată a, o intrare analogică pentru referință notată r și o intrare numerică notată n. Convertorul analog numeric în mod obișnuit este acționat la intrarea de referință cu o tensiune cunoscută, fixă, la intrarea analogică cu tensiunea ce se va converti și scoate la intrarea numerică un număr dependent de cele două mărimi analogice conform relației :

$$n = \frac{a}{r}.$$

Convertorul numeric-analcgic dispune de aceleași intrări cu observația că furnizează o tensiune analogică la borna a în funcție de numărul introdus la b orna n și de tensiunea de referință introdusă la borna r conform relației :

$$a = n \cdot r.$$

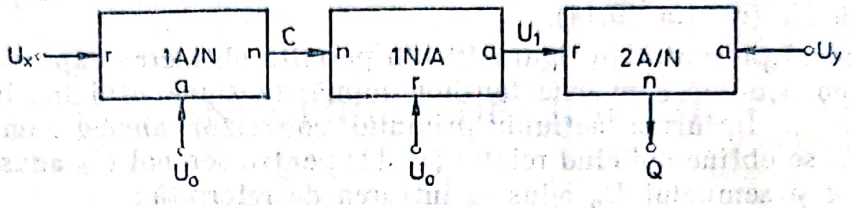
Cele două relații (10.11 și 10.12) au formă asemănătoare, dar se referă la convertoare diferite.

În schema din figura 10.10a, primul convertor analog numeric $1A/N$ nu este conectat în mod obișnuit, deoarece la borna de referință r este adusă tensiunea necunoscută U_x iar la borna analogică a este adusă tensiunea de referință U_0. Această inversare permite a se scrie următoarea relație între U_x, U_0 și C — expresia numerică furnizată la ieșire, folosind în mod adecvat relația (10.11)

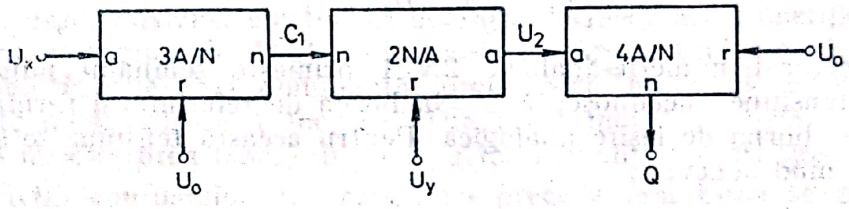
$$C = \frac{U_0}{U_x}. \qquad (10.13)$$

Convertorul numeric analogic $1N/A$ este conectat în mod obișnuit fiind acționat la intrarea numerică n de semnalul C și la intrarea de referință r de tensiunea constantă U_0. La ieșirea analogică a se obține tensiunea U_1 conform relației (10.12)

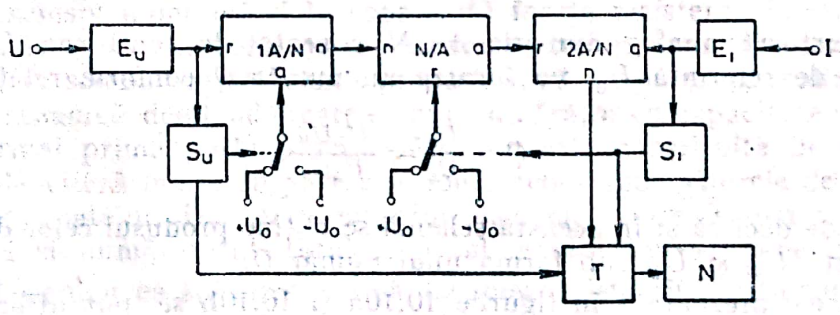
$$U_1 = C \cdot U_0 = \frac{U_0 U_0}{U_x}.$$



a Cu circuite de împărtire



b Cu circuite de înmulțire



c Pentru curent alternativ

Fig. 10.10. Wattmetru cu dublă conversie în tensiune.

Convertorul analog numeric $2A/N$ este conectat cu semnalul necunoscut U_y la borna de intrare analogică a, cu semnalul U_1 la borna de referință iar ieșirea n furnizează numărul Q. Relația între aceste mărimi se scrie adaptînd relația (10.11)

$$Q = \frac{U_y}{U_1} = \frac{U_y U_x}{U_0 U_0}. \qquad (10.14)$$

Se poate observa că expresia numerică Q este proporțională cu produsul tensiunilor U_x și U_y aduse la cele două intrări ale schemei. Dacă U_x este proporțională cu U iar U_y cu I, Q va fi o măsură pentru putere.

Scanned with OKEN Scanner

Cu schema bloc prezentată se poate construi un wattmetru de curent continuu de clasă 0,1 sau mai bună dacă se dispune de convertoare analog-numerice și numeric-analogice de clasă 0,02 și dacă se utilizează o tensiune de referință U_0 de mare stabilitate.

Schema din figura 10.10a utilizează procedeul dublei împărțiri pentru a obține un produs. Primul convertor analog-numeric $1A/N$ generează un număr care este proporțional cu inversul tensiunii măsurate U_x (relația 10.13). A doua împărțire se face în ultimul convertor $2A/N$ în care tensiunea U_y se împarte la U_1 (relația 10.14).

Procedeul prezentat în figura 10.10b permite obținerea expresiei numerice a puterii cu o dublă conversie tensiune-număr-tensiune, utilizînd însă circuite de înmulțire. În urma acțiunii primului convertor analog-numeric $3A/N$, numărul C_1 se obține aplicînd relația (10.11) pentru semnal U_x adus la intrarea analogică a și semnalul U_0 adus la intrarea de referință:

$$C_1 = \frac{U_x}{U_0}.$$

Convertorul numeric-analogic $2N/A$ primește semnalul numeric C_1 la borna n, tensiunea necunoscută U_y la borna de referință și furnizează tensiunea U_2 la borna de ieșire analogică. Pentru această tensiune se scrie relația (10.12) în mod adecvat:

$$U_2 = C_1 U_y = \frac{U_x U_y}{U_0}.$$

Convertorul analog numeric $4A/N$ conectat la tensiunea U_2, utilizînd tensiunea de referință U_0, va furniza un număr Q conform relației (10.11):

$$Q = \frac{U_2}{U_0} = \frac{U_x U_y}{U_0 U_0}.$$

Se vede deci că și în această schemă se obține produsul celor două mărimi necunoscute U_x și U_y sub forma unui număr Q.

Schemele prezentate în figurile 10.10a și 10.10b se pot utiliza și pentru măsurarea puterii în curent alternativ cu modificări care să permită extragerea eșantioanelor, produsul lor și apoi medierea rezultatelor măsurărilor. În figura 10.10c se prezintă o asemenea schemă construită pe scheletul schemei din figura 10.10a. Aici se utilizează două dispozitive de eșantionare și memorare E_u, respectiv E_i, împreună cu două sesizoare de semn S_u, respectiv S_i. Sesizoarele de semn vor dicta polaritatea tensiunii de referință U_0 care se utilizează la convertoarele $1A/N$, respectiv N/A astfel încît acestea să funcționeze corect. Schema mai conține un circuit T de analiză a semnului produsului, acționat de cele două sesizoare de semn S_u și S_i. Dacă semnele acestor două sesizoare sînt identice, circuitul T elaborează comanda de adunare pentru ca impulsurile ce sosesc din convertorul $2A/N$, proporționale cu produsul eșantioanelor, să intre și să se adune în numărătorul reversibil N. Dacă semnele eșantioanelor sînt diferite, circuitul T emite comanda de scădere a impulsurilor furnizate de convertorul $2A/N$ din conținutul numărătorului reversibil N.

Scanned with OKEN Scanner

În acest mod se realizează medierea produselor eșantioanelor, conținutul numărătorului, după ce au fost luate eșantioane dintr-o perioadă completă a tensiunii U, fiind proporțional cu puterea medie.

În comparație cu schema din figura 10.9, schemele din figura 10.10 au avantajul de a folosi un convertor mai puțin ceea ce înseamnă atît un cost mai redus cît și posibilitatea obținerii unei precizii mai bune.

10.2. CONTOARE NUMERICE DE ENERGIE ELECTRICĂ

Măsurarea numerică a energiei presupune un echipament cu intrare analogică pentru tensiune, curent și timp și ieșire numerică pentru energie. Contoarele de energie existente efectuează operația de însumare a energiei în timp după un procedeu numeric. Partea instalației în care se prelucrează semnalele în mod analogic este însă dominantă, prelucrarea numerică ocupînd doar ultima parte de totalizare a energiei. Din acest motiv precizia contoarelor de acest fel nu este prea mare, cu greu putîndu-se obține erori sub 0,5%.

Construcția contoarelor de energie cu precizie mai bună se poate face utilizînd principiile și metodele de construcție a wattmetrelor descrise în capitolele anterioare. Trecerea de la wattmetru la contor necesită procedee de prelucrare exclusiv numerică și în consecință foarte rezistente la erori. Preciziile contoarelor vor fi aceleași ca și ale wattmetrelor. În multe cazuri, acolo unde există un semnal de frecvență proporțională cu puterea, realizarea contorului nu înseamnă decît adăugarea unui numărător cu capacitate suficientă. În mod normal prima parte a numărătorului este constituită de o schemă electronică de viteză mare. În partea a doua, acolo unde vitezele de comutare sînt mici, se poate utiliza un numărător mecanic. Între ieșirea numerică a wattmetrului și numărătorul totalizator al contorului se pune un divizor de frecvență pentru ca totalizatorul să însumeze niște cifre rațional de lungi. Divizorul de frecvență poate avea factor de divizare reglabil pentru a se putea realiza constante pentru contor într-o gamă largă de valori.

Pe baza relației (10.7) se construiește în Japonia un contor de clasă 0,5 de dimensiuni reduse și cu preț de cost suficient de scăzut pentru a fi utilizat în toate punctele de distribuție a energiei electrice. Elementul de ridicare la pătrat este realizat dintr-o rețea neliniară care utilizează diode polarizate în mod convenabil. Ieșirea din acest element este un curent. Un convertor curent frecvență urmat de un divizor și de un numărător vor întregi schema de măsurare a energiei. Pentru alimentare se utilizează însăși tensiunea componentă a energiei măsurate. Sistemul se va utiliza atît în monofazat cît și în trifazat, eșantioanele pe care le ia fiind obținute succesiv din fiecare fază.

Scanned with OKEN Scanner

10.3. COSFIMETRE NUMERICE

Măsurarea numerică a factorului de putere în sisteme de curent alternativ este complicată nu atît prin particularităţile măsurării unei funcţii trigonometrice cît prin greutatea definirii acestei mărimi în cazurile uzuale în care nesimetriile sistemelor polifazate reale nu pot fi neglijate.

Dacă admitem drept unghi φ între două mărimi alternative U_x şi U_y, produsul dintre intervalul de timp Δt ce se scurge între trecerile în aceeaşi direcţie prin zero ale celor două mărimi şi pulsaţia caracteristică mărimilor, măsurarea factorului de putere revine la a măsura intervalul Δt cu ajutorul unei scheme în care intervin funcţii trigonometrice. De obicei neliniaritatea funcţiei $\cos\varphi$ se aproximează cu o precizie admisă prin segmente de dreaptă cu înclinare variabilă.

În figura 10.12 se prezintă schema bloc a unui cosfimetru numeric, iar în figura 10.11 aproximarea poligonală a cosinusului. Între două vîrfuri consecutive ale poligonului, precizate prin perechile de coordonate φ_a, $\cos\varphi_a$ şi φ_b $\cos\varphi_b$, variaţia funcţiei $\cos\varphi$ se aproximează liniar:

$$\frac{\cos\varphi-\cos\varphi_a}{\varphi-\varphi_a}=\frac{\cos\varphi_b-\cos\varphi_a}{\varphi_b-\varphi_a}\Rightarrow\cos\varphi=\cos\varphi_a-\frac{\cos\varphi_a-\cos\varphi_b}{\varphi_b-\varphi_a}(\varphi-\varphi_a). \qquad (10.15)$$

Schema de măsură conţine două dispozitive de amplificare şi limitare A_x, respectiv A_y acţionate la intrare cu tensiunile alternative U_x, respectiv U_y de aceeaşi pulsaţie ω şi defazate cu unghiul φ_0. La ieşirea acestor dispozitive se obţin impulsuri de tensiune de formă dreptunghiulară cu factor de umplere 0,5 avînd fronturile plasate în timp în momentele în care tensiunile de la intrare trec prin zero. Generatorul G are frecvenţă constantă f_0 şi trimite impulsuri spre poarta SI prin intermediul divizorului de frecvenţă D_r. Poarta SI lasă să treacă impulsuri spre numărătorul invers N_r în intervalul de timp Δt în care se suprapun impulsurile dreptunghiulare a şi b date de A_x şi A_y.

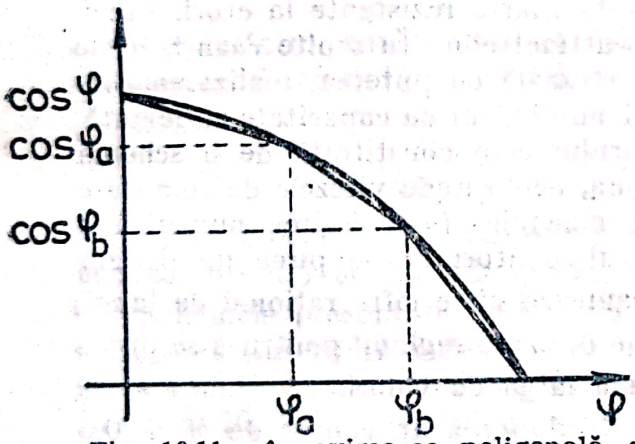


Fig. 10.11. Aproximarea poligonală a funcţiei cosinus.

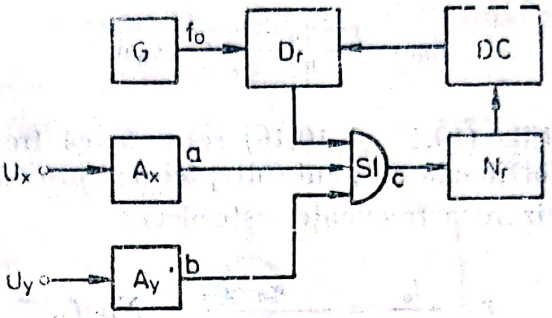
Iniţial numărătorul N_r conţine numărul N_0 corespunzător căruia se va afişa indicaţia $\cos\varphi=1$. Pe măsură ce sosesc impulsuri prin poarta SI, conţinutul numărătorului scade. Dispozitivul de comandă DC sesizează starea N_r a numărătorului şi, în funcţie de aceasta, fixează raportul de divizare al divizorului de frecvenţă D_r, în acest mod transpunînd în realitate aproximarea poligonală a funcţiei $\cos\varphi$.

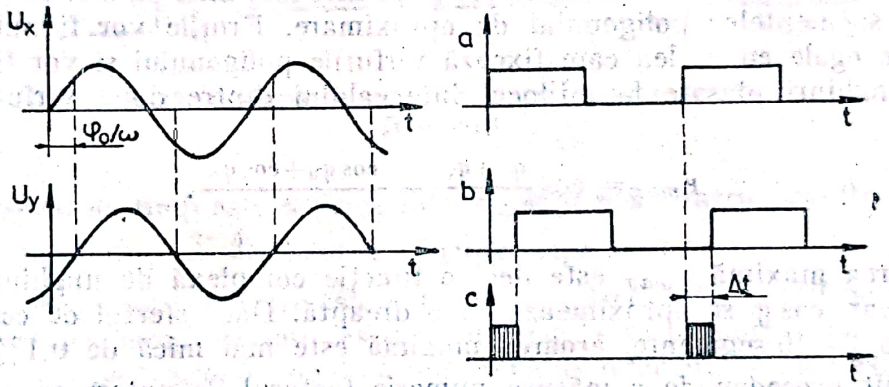
Funcţionarea schemei se desfăşoară de-a lungul intervalului de timp $\Delta t=\varphi_0/\omega$. Pentru a preciza valoarea raportului divizorului de frecvenţă D_r

Scanned with OKEN Scanner

se va exprima frecvența pe care trebuie să o aibă impulsurile ce ies din divizor, observînd că funcția cos φ între valorile φ=0 și φ=φ₀ se aproximează prin mai multe drepte cu înclinare diferită.

În intervalul de timp Δt_{ab} corespunzător unghiurilor dintre φ_a și φ_b, în numărător vor trece n_{ab} impulsuri cu frecvența f_{ab}.





b.Schemă principială de măsură

Fig. 10.12. Cosfimetru numeric cu aproximarea poligonală a funcției cosinus.

Se pot scrie relațiile :

$$n_{ab}=\Delta t_{ab}\cdot f_{ab}=\frac{\varphi_a-\varphi_b}{\omega}f_{ab}\Rightarrow f_{ab}=\frac{\omega n_{ab}}{\varphi_b-\varphi_a}.$$

Conținutul N al numărătorului va fi :

$$N=N_a \text{ dacă } \varphi=\varphi_a$$

$$N=N_b \text{ dacă } \varphi=\varphi_b$$

și în consecință

$$N_a-N_b=n_{ab}.$$

În acest caz va rezulta :

$$f_{ab}=\frac{N_a-N_b}{\varphi_b-\varphi_a}\omega$$

Scanned with OKEN Scanner

Deoarece cos φ se exprimă în funcție de N prin relația:

$$\cos \varphi = \frac{N}{N_0},$$

rezultă

$$f_{ab} = \frac{\cos \varphi_a - \cos \varphi_b}{\varphi_b - \varphi_a} N_0 \omega. \tag{10.16}$$

Comparînd relațiile (10.15 și 10.16) se vede că frecvența ce trece spre numărător este proporțională cu panta dreptei de aproximare a funcției cos φ.

Raportul de divizare a frecvenței este deci:

$$r = \frac{f_0}{f_{ab}} = \frac{\varphi_b - \varphi_a}{\cos \varphi_a - \cos \varphi_b} N_0 \omega f_0. \tag{10.17}$$

Erorile de măsură ale schemei vor fi cu atît mai mici cu cît este mai mare numărul segmentelor poligonului de aproximare. Erorile vor fi nule pentru unghiurile egale cu acelea care fixează vîrfurile poligonului și vor fi maxime pentru unghiuri plasate la mijlocul intervalului dintre două vîrfuri:

$$\varepsilon_{max} = \cos \frac{\varphi_a + \varphi_b}{2} - \frac{\cos \varphi_a + \cos \varphi_b}{2}.$$

Eroarea maximă ε_{max} este deci o funcție complexă de unghiurile φ_a și φ_b între care cos φ se aproximează cu o dreaptă. Dacă sfertul de cerc se înlocuiește cu 9—10 segmente, eroarea maximă este mai mică de 0,1%.

Un alt procedeu de a măsura numeric factorul de putere se obține din analiza următoarelor relații:

$$u = U_m \sin \omega t\,; \quad i = I_m \sin (\omega t - \varphi_0)$$

$$\int_{\varphi_0/\omega}^{\pi/\omega} u \, dt = -\frac{U_m}{\omega} \cos \omega t \Big|_{\varphi_0/\omega}^{\pi/\omega} = \frac{U_m}{\omega} (1 + \cos \varphi_0),$$

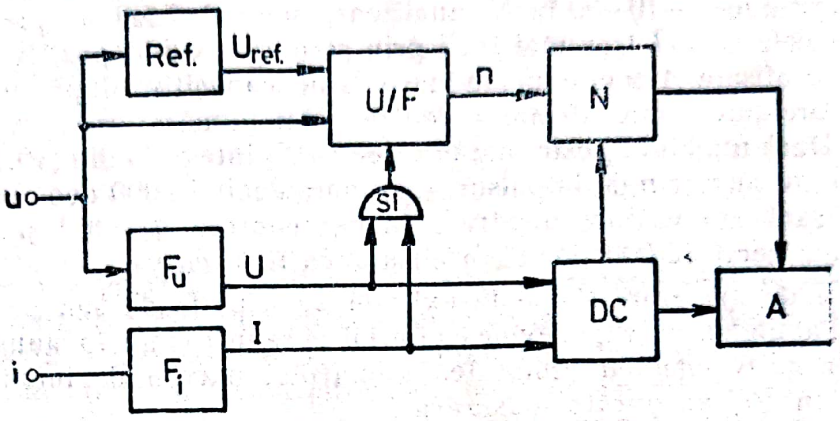
de unde rezultă

$$\cos \varphi_0 = \frac{\omega}{U_m} \int_{\varphi_0/\omega}^{\pi/\omega} u \, dt - 1. \tag{10.18}$$

Relația este valabilă indiferent de semnul unghiului φ_0, deci atît pentru circuite inductive cît și pentru circuite capacitive. Schema care utilizează metoda de mai sus va conține un integrator pentru tensiunea u, elemente de fixare a intervalului de integrare și un sistem de precizare a semnului unghiului φ_0.

Scanned with OKEN Scanner

În figura 10.13 se prezintă o schemă bloc care realizează măsurarea factorului de putere. În schemă s-au introdus două formatoare F_u și F_i care transformă sinusoidele mărimilor de intrare u și i în impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere 0,5 și cu fronturile plasate în momentele de timp în care mărimile de intrare trec prin valoarea zero. Un circuit de coincidență SI transmite un semnal de comandă spre convertorul tensiune frecvență U/f de durată Δt egală cu intervalul de timp în care tensiunile U și I sînt pozitive.



10.13. Cisfimetru numeric cu convertor tensiune-frecvență.

Acest interval de timp este cuprins între φ_0/ω și π/ω pentru circuite inductive, respectiv între 0 și $\frac{\pi-\varphi_0}{\omega}$ pentru circuite capacitive.

Tensiunea u de la intrare este convertită în frecvență în U/f pe durata Δt. iar numărul de impulsuri care ies din convertor este proporțional cu integrala tensiunii u și invers proporțional cu tensiunea de referință cu care este acționat convertorul, adică :

$$n=\frac{k_1}{U_{ref}}\int_{\varphi_0/\omega}^{\pi/\omega} u\ dt. \tag{10.19}$$

Pentru a determina tensiunea de referință U_{ref}, se ia amplitudinea U_m a tensiunii u și se integrează pe durata unei perioade obținîndu-se :

$$U_{ref}=k_2\int_0^T U_m\ dt=k_2U_mT=k_2\frac{2\pi U_m}{\omega}. \tag{10.20}$$

Considerînd relațiile (10.20, 10.19 și 10.18) rezultă :

$$\cos\varphi_0=\frac{2\pi nk_2}{k_1}-1. \tag{10.21}$$

Ultima relație arată că pentru a măsura numeric factorul de putere este necesar ca în numărătorul N să se introducă un număr inițial — spre exemplu minus 10 000, care să reprezinte $\cos\varphi=-1$, căruia să i se adauge n impulsuri

sosite din U/f. Constanta k_1 din U/f se va alege astfel încît la $\varphi_0=0$ să se îndeplinească relaţia :

$$\frac{k_2 2\pi n}{k_1} = 20\,000,$$

în acest fel putîndu-se citi valoarea factorului de putere prin mutarea virgulei cu trei ranguri zecimale spre stînga.

Dispozitivul de comandă DC este acela care la începutul procesului de măsurare introduce $-10\,000$ în N, analizează semnul fazei φ_0, precizînd care dintre semnalele U şi I trec mai întîi prin zero spre valori pozitive, transmite sistemului de afişare A semnalul „inductiv" sau „capacitiv" după analiza făcută precum şi preluarea spre afişare a conţinutului numărătorului N la sfîrşitul procesului. Dacă unghiul φ_0 este mai mic decît 90°, integrala din (10.19) conduce la apariţia unui număr n de impulsuri mai mare decît 10 000 deoarece $\Delta t > T/4$, iar cifra afişată are valoare pozitivă. În caz contrar, $\varphi_0 > 90°$ şi $\Delta t < T/4$, n va fi mai mic decît 10 000, iar cifra afişată va fi negativă.

Procesul de măsurare se poate extinde pe o perioadă sau pe mai multe perioade. În al doilea caz este nevoie ca iniţial să se introducă în numărătorul N un număr negativ egal cu jumătatea numărului maxim de impulsuri ce ar putea sosi din U/f pe durata măsurării.

Schema din figura 10.13 a condus la măsurarea factorului de putere cu erori mai mici decît 0,1% pentru $0{,}8\,U_{nom} < U < 1{,}2\,U_{nom}$; $0{,}1\,I_{nom} < I < 2\,I_{nom}$ şi frecvenţă între 40 şi 60 Hz.

Trebuie să precizăm că măsurarea factorului de putere are sens numai pentru regim sinusoidal, întîlnit rar în tehnică. Din acest motiv un cosfimetru de înaltă precizie nu are utilitate în majoritatea covîrşitoare a cazurilor.

Scanned with OKEN Scanner

11. MĂSURAREA NUMERICĂ A ELEMENTELOR DE CIRCUIT

Măsurarea numerică a rezistenței sau a impedanței se cunoaște de foarte mult timp, puntea echilibrată cu rezistențe în decade constituind într-o formă neautomatizată o instalație numerică. Componentele acesteia sînt gradate iar rezultatul este oferit în formă cifrică de un grup de manete. În accepțiunea actuală măsurarea numerică a componentelor de circuit presupune o instalație cu o automatizare avansată, care-i permite atît atingerea unor viteze de lucru mari cît și precizii ridicate.

11.1. MĂSURAREA REZISTENȚELOR

Instalațiile destinate măsurării numerice a rezistenței unui rezistor pot fi grupate în două categorii și anume : instalații cu conversie rezistență-tensiune sau rezistență-curent și instalații cu punte de măsură. Ambele tipuri oferă viteze mari de măsură și precizii ridicate.

11.1.1. OHMMETRU NUMERIC CU CONVERTOR REZISTENȚĂ-TENSIUNE

În principiu conversia rezistență-tensiune presupune existența unei rezistențe etalon și a unei surse de curent continuu de mare stabilitate capabilă să dea energia necesară circuitului de măsurare. Pentru a se măsura rezistențe

necunoscute se va completa schema cu un voltmetru numeric. În figura 11.1 se prezintă o asemenea schemă care conține sursa de tensiune continuă stabilizată U_0, rezistența etalon R_1, voltmetrul numeric VN și rezistența necunoscută R_x. Admițînd că voltmetrul numeric are impedanța de intrare de cel puțin 10^4 ori mai mare decît rezistența necunoscută, căderea de tensiune pe aceasta se va putea măsura și va reprezenta mărimea:

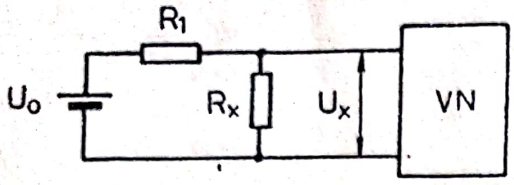


Fig. 11.1. Convertor rezistență-tensiune.

$$U_x = U_0 \frac{R_x}{R_1 + R_x},$$

cu eroare neglijabilă.

Cunoscînd valoarea tensiunii U_0, măsurată cu același voltmetru numeric, valoarea rezistenței R_x rezultă în urma unui calcul

$$R_x = R_1 \frac{U_x}{U_0 - U_x}.$$

Se poate observa că valoarea rezistenței nu rezultă direct din numărul afișat de voltmetru, ceea ce poate fi considerat ca o performanță redusă a metodei.

O schemă îmbunătățită se prezintă în figura 11.2. Aici sursa de tensiune U_0 alimentează circuitul de intrare al amplificatorului operațional μ prin trei rezistoare și două comutatoare de domeniu. Cele trei rezistoare au valori fixe cunoscute cu mare precizie. Schema conține rezistența necunoscută R_x în circuitul de reacție al amplificatorului și este completată cu voltmetrul numeric VN.

Notînd cu R_0 rezistența din circuitul de intrare al amplificatorului operațional μ, curentul ce străbate rezistența R_x va fi practic:

$$i_x = \frac{U_0}{R_0},$$

deoarece curentul din circuitul de intrare în amplificator este neglijabil. Tensiunea măsurată de voltmetrul VN va fi constituită de produsul $i_x R_x$ adică:

$$U_x = i_x R_x = R_x \frac{U_0}{R_0},$$

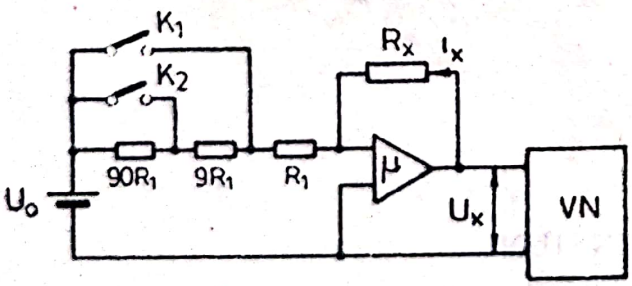


Fig. 11.2. Convertor rezistență-tensiune cu amplificator operațional.

ceea ce înseamnă că

$$R_x = \frac{R_0}{U_0} U_x.$$

Se vede de aici că indicația voltmetrului numeric este proporțională cu rezistența necunoscută R_x, ceea ce permite a se nota indicația direct în unități de rezistență. La valoarea dată pentru tensiunea stabilizată U_0, luînd pentru $R_0 = R_1$, (K_1 închis), $R_0 = 10\ R_1$ (K_2 închis, K_1 deschis) sau $R_0 = 100\ R_1$ (K_1 și K_2 deschise) se vor realiza trei domenii de măsură concretizate în procesul de citire prin mutarea virgulei pe panoul de afișare a numărului în dispozitivul

Scanned with OKEN Scanner

voltmetrului *VN*. Necesitatea menținerii valorii constante pentru tensiunea U_0, atunci cînd se comută comutatoarele K_1 și K_2, constituie un inconvenient al schemei, din care cauză nu se pot obține precizii mai bune de 0,01%. Pentru evitarea acestui neajuns se utilizează scheme cu punți de măsură.

11.1.2. OHMMETRE NUMERICE ÎN PUNTE

În literatură se cunosc multe scheme de măsurare a rezistenței prin metoda punții, rezultatul fiind oferit sub formă numerică. În general din cele trei rezistențe cunoscute ce constituiesc brațele punții, una este constantă, una se poate regla pentru a fixa domeniul de măsură, iar a treia poate lua o gamă largă de valori pentru a se permite echilibrarea punții. Înaltul grad de automatizare, precizia componentelor, independența practică față de tensiunea de alimentare, viteza mare de lucru, sînt caracteristici care fac din aceste punți un instrument util atît în laborator cît și în secția de producție.

Pentru exemplificare se prezintă în figura 11.3 o punte pentru măsurarea numerică a rezistențelor. Aici R_1, R_2, R_3 și R_x constituie brațele punții, astfel că atunci cînd indicatorul de nul *IN* indică zero, R_x rezultă din relația:

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1}. \qquad (11.1)$$

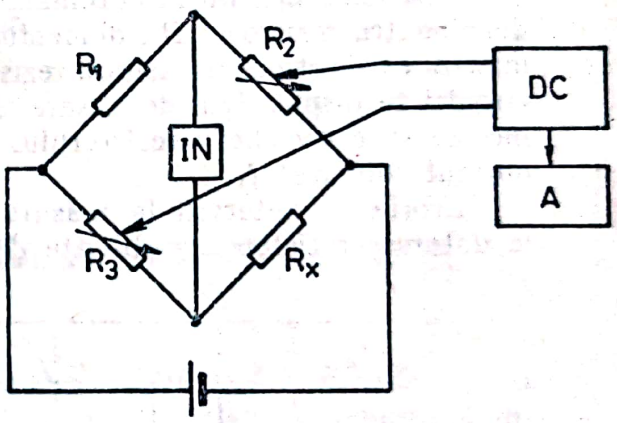


Fig. 11.3. Ohmetru numeric în putere.

Schema instrumentului va conține un dispozitiv de comandă *DC* care furnizează comenzile necesare comutării diverselor rezistoare și un dispozitiv de afișare *A* pentru exprimarea numerică a rezistenței. Rezistorul R_2 poate fi comandat ca să ia valori proporționale cu puterile lui 10 fiind folosit pentru alegerea domeniului de măsură. Rezistorul R_3 se poate constitui dintr-o suită de rezistoare cu valori ponderate, așa cum se vede în figura 11.4. Aici cu S_8-S_1, Z_8-Z_1 și U_8-U_1 s-au notat cheile sutelor, zecilor și unităților toate avînd rolul de a șunta sau a lăsa în circuit rezistorul cu valoare ponderată. În funcție de poziția acestor chei, rezistorul R_3 are valoarea:

$$R_3 = N_S\ 100\ R_0 + N_Z\ 10\ R_0 + N_U\ R_0 = NR_0,$$

putînd fi exprimată prin numărul N.

Dispozitivul de comandă începe procesul de măsurare conectînd cea mai mare valoare a rezistenței R_2, R_1 fiind constantă, iar R_3 avînd valoarea 100 R_0. Indicatorul de nul, realizat dintr-un comparator, are semnal pozitiv, ceea ce va conduce la trecerea rezistenței R_2 spre valori mai mici de 10, 10^2, 10^3, 10^5... ori. Dacă indicatorul de nul are semnal negativ, dispozitivul de comandă încetează acțiunea asupra rezistenței R_2 și începe căutarea valorii rezistenței R_3. În

Scanned with OKEN Scanner

acest moment puntea este dezechilibrată, echilibrarea putîndu-se obține prin creșterea valorii rezistenței R_3. Dispozitivul de comandă încearcă pe rînd cheile S_8, S_4, S_2, Z_8, Z_4 ... prin deconectare și reținere în stare deconectată dacă comparatorul rămîne cu semnal negativ, sau deconectare dacă comparatorul sesizează semnal pozitiv.

După ce ultima cheie a fost încercată, la indicatorul de nul rămîne o mică tensiune de dezechilibru, iar rezistența R_3 are valoarea NR_0, în care N este numărul zecimal constituit din compunerea ponderilor sutelor, zecilor și unităților cheilor rămase deconectate. Dacă R_2 a fost comutată pînă la valoarea

$$R_2 = 10^i \ R_0,$$

relația (11.1) permite a se scrie :

$$R_x = \frac{10^i R_0 \cdot N R_0}{R_1} = k \cdot N \cdot 10^i.$$

În acest mod prin cifra N se exprimă valoarea rezistenței necunoscute direct în unități de rezistență, coeficientul $k \cdot 10^i$ fiind folosit pentru a fixa poziția virgulei în indicatorul A.

O schemă mai puțin automatizată dar mai precisă va avea reglaj automat doar pentru rezistorul R_3, domeniul de măsură schimbîndu-se manual printr-o manetă care acționează asupra rezistorului R_2. Aceeași manetă va fixa și poziția virgulei în dispozitivul de afișare A, dispozitivul de comandă DC urmînd să încerce succesiv cheile rezistorului R_3 pînă ce și ultima a fost probată și s-a obținut numărul N.

Erorile ce intervin la măsurarea rezistenței cu schema din figura 11.3 se datoresc rezistențelor diferite de zero ale cheilor în stare închisă, precum

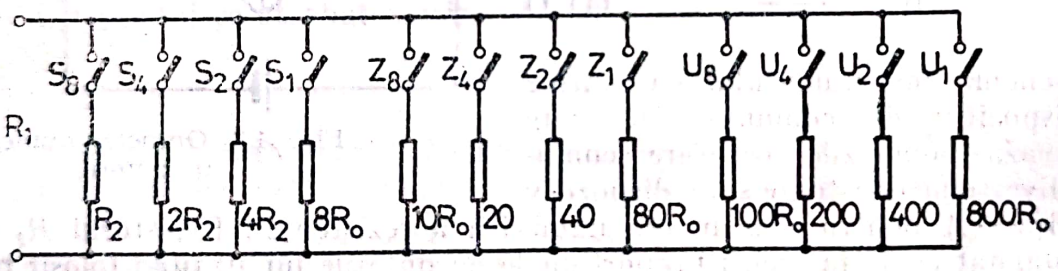


Fig. 11.4. Rezistența R_1 realizată din decade conectate în paralel.

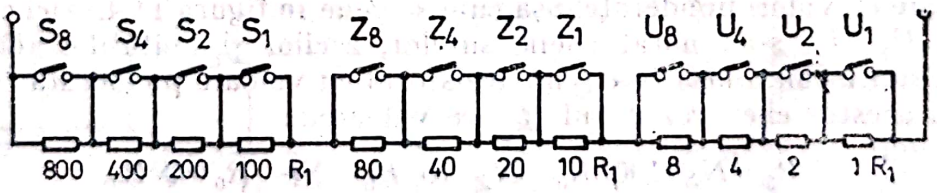


Fig. 11.5. Rezistența R_3 realizată din decade conectate în serie.

și curenților de scurgere prin cheile deschise care șuntează rezistențe mari. Din acest motiv se preferă uneori ca elementul de reglaj fin din schema punții să nu fie rezistența R_3, ci rezistența R_1 care urmează a se constitui din decade de rezistențe conectate în paralel, așa cum se vede în figura 11.4, nu în serie ca în figura 11.5.

Scanned with OKEN Scanner

Echilibrul punții se obține alegînd configurația rezistenței R_1 prin încercări asupra fiecărei chei. În final cheile conectate compun numărul zecimal N iar rezistența R_1 are valoarea dată de:

$$\frac{1}{R_1} = \frac{N}{800\ R_0}.$$

Dacă se păstrează pentru R_2 un reglaj în decade

$$R_2 = 10^i\ R_0,$$

iar pentru R_3 se alege o valoare fixă, să zicem

$$R_3 = 800\ R_0,$$

pentru R_x va rezulta din (11.1)

$$R_x = \frac{10^i\ R_0\ 800\ R_0}{800\ R_0} N = 10^i\ R_0\ N,$$

adică o expresie analoagă cazului anterior.

11.2. MĂSURAREA NUMERICĂ A CAPACITĂȚILOR

Capacitatea unui condensator se măsoară comod prin metoda punții echilibrate alimentată în curent alternativ, în care brațele se realizează din capacități și rezistențe. Simultan cu măsurarea capacității se poate determina și factorul de pierderi care caracterizează dielectricul condensatorului, mărimile necesare fiind cunoscute din procesul de măsurare a capacității.

O punte de curent alternativ pentru capacități se vede în figura 11.6 și cuprinde condensatorul necunoscut C_x împreună cu rezistența de pierderi R_x, condensatorul de reglaj C_4, rezistorul R_1 grupul R_2C_2 și indicatorul de nul *IN*. La echilibru, atunci cînd *IN* are cea mai mică tensiune, pentru C_x se poate scrie:

$$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_4,$$

iar pentru factorul de pierderi

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega R_x C_x = \omega R_2 C_2,$$

în care ω este pulsația tensiunii de alimentare. Obținerea echilibrului se realizează reglînd valorile condensatoarelor C_4 și C_2 domeniul de măsură fiind ales, spre exemplu, prin valoarea rezistorului R_1.

Scanned with OKEN Scanner

Puntea din figura 11.6 se poate automatiza cu scopul obținerii unor viteze mari de lucru cu păstrarea performanțelor de precizie oferite de metoda punții. În figura 11.7 se prezintă o punte în care reglajele curenților din con-

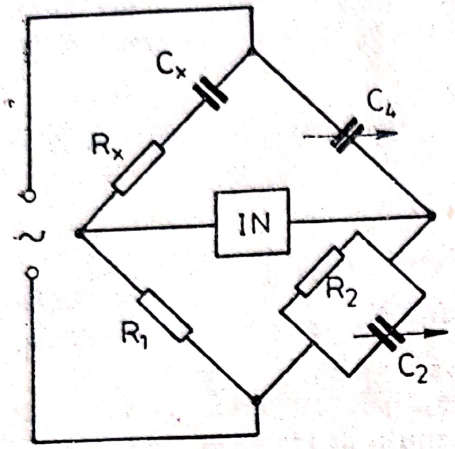


Fig. 11.6. Punte pentru măsurarea capacităților.

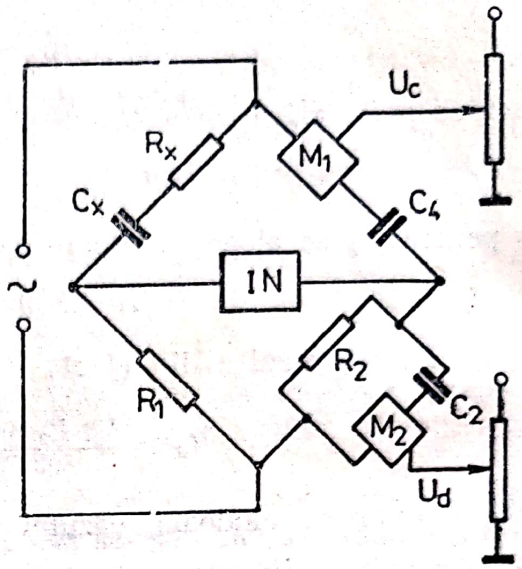


Fig. 11.7. Punte de capacități cu elemente de înmulțire.

densatoarele C_4 și C_2 se realizează prin dispozitivele de înmulțire M_1 și M_2, ceea ce permite utilizarea unor condensatoare fixe și deci precise. Dispozitivele de înmulțire sînt controlate prin tensiunile U_c, respectiv U_d astfel încît valorile acestora pot fi măsuri pentru C_x, respectiv tg δ_x și se pot determina cu un voltmetru numeric obișnuit.

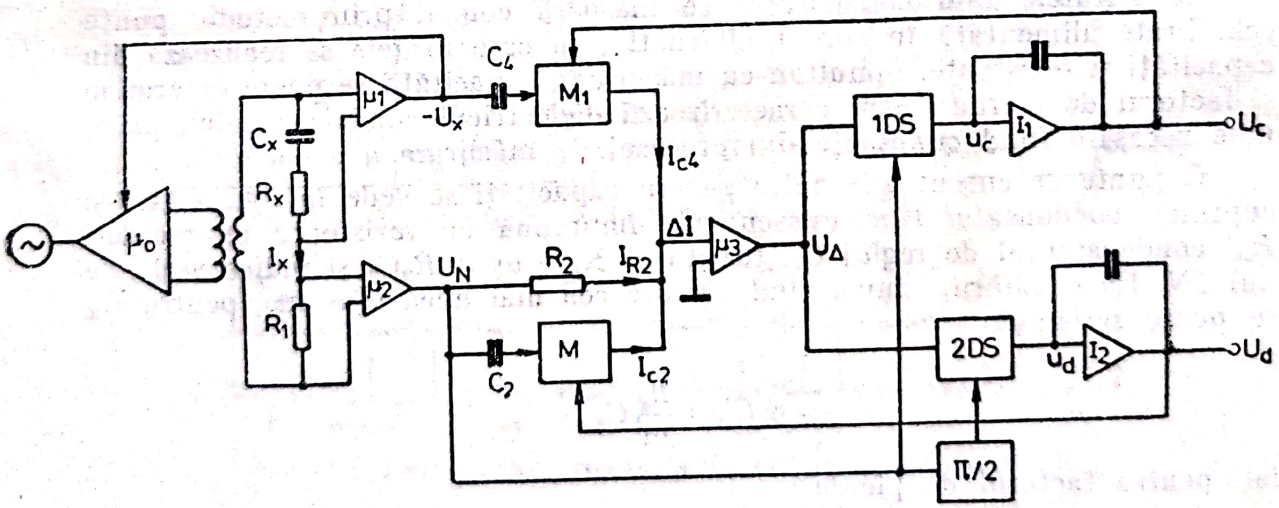


Fig. 11.8. Punte de capacități pentru conversia capacitate-tensiune.

Automatizarea echilibrării punții se face așa cum se vede în figura 11.8. Aici G este sursa de tensiune cu pulsație cunoscută ω, μ_0 este un amplificator cu reglaj automat al amplificării astfel ca tensiunea dată de μ_1 să fie practic

Scanned with OKEN Scanner

constantă. Circuitul compus din condensatorul necunoscut C_x înseriat cu rezistența de pierderi R_x și cu rezistența etalon R_1 este parcurs de curentul I_x. Căderile de tensiune pe condensatorul necunoscut și pe rezistența etalon sînt amplificate cu amplificatoarele μ_1, respectiv μ_2 pentru a se obține tensiunile $-U_x$ și U_N. Curentul I_{c4}, obținut din $-U_x$ prin condensatorul cunoscut C_4 și multiplicat în funcție de U_c, se adună cu curentul I_{R2}, dat de U_N prin rezistența cunoscută R_2 și cu curentul I_{c2}, obținut din U_N prin condensatorul cunoscut C_2 și multiplicat în funcție de U_d, pentru a acționa la intrarea amplificatorului μ_3, a cărui tensiune U_Δ va fi proporțională cu suma curenților de la intrare. Două detectoare 1 DS și 2 DS sincronizate primul cu tensiunea U_N, iar al doilea cu o tensiune defazată în urmă cu $\pi/2$, vor extrage componenta în fază u_c și defazată u_d, care prin integrare vor da tensiunile U_c, respectiv U_d. Aceste două tensiuni se pot măsura numeric și vor fi măsuri pentru C_x, respectiv $\operatorname{tg}\delta_x$, așa cum rezultă din figura 11.9 și din cele ce urmează.

În figura 11.9 se prezintă o diagramă fazorială a curenților ce intră în amplificatorul μ_3. Tensiunile U_x și U_N sînt defazate între ele cu $\pi/2-\delta$, δ fiind unghiul dintre tensiunea U_{Cx} de pe condensatorul C_x și tensiunea U_x de pe C_x înseriată cu rezistența de pierderi R_x. Curentul I_{R2} în fază cu U_N se compune cu curentul I_{c2} decalat cu $\pi/2$ în avans și cu curentul I_{c4} generat de tensiunea $-U_x$ pentru a se obține suma ΔI ce acționează în amplificatorul μ_3. În figură se văd componentele u_c și u_d ale tensiunii U_Δ de ieșire din μ_3. Cu cît va fi mai mare u_c cu atît se va comanda în M_1 o amplificare mai mare și cu atît va fi mai mare I_{C4}, în acest fel deplasînd spre stînga punctele a, b și c din figură, deci reducînd componenta u_c a tensiunii U_Δ. Cu cît va fi mai mare componenta u_d, cu atît va fi mai mare amplificarea

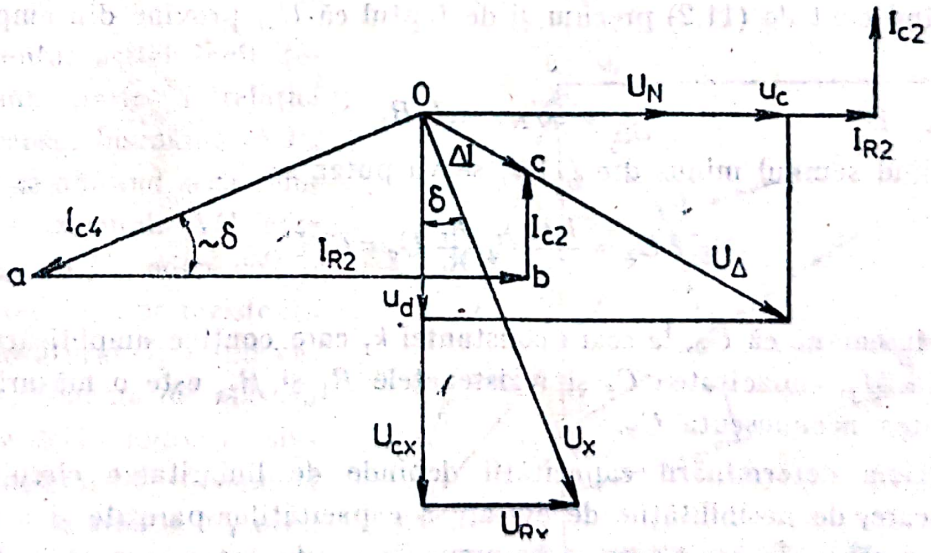


Fig. 11.9. Diagrama fazorială a mărimilor din schema prezentată în figura 11.8.

în M_2 și cu atît va fi mai mare curentul I_{C2}, în acest fel deplasînd în sus punctele a, b și c din figură, deci reducînd componenta u_d a tensiunii U_Δ. Sistemul realizează deci o reglare automată a curenților I_{c4} și I_{c2} astfel încît

Scanned with OKEN Scanner

să se aducă punctul c cît mai aproape de originea O. Sistemul fiind prevăzut cu integratoare pentru tensiunile u_c și u_d, eroarea cu care se aduce punctul c în origine este neglijabilă. Din acest motiv unghiul dintre I_{c4} și I_{R2} este egal cu unghiul dintre U_x și U_{cx}, adică de valoare δ, laturile triunghiurilor U_x, U_{cx}, U_{Rx} și I_{c4}, I_{R2}, I_{c2} fiind perpendiculare.

Pentru curenții I_{c4} și I_{c2} se va scrie :

$$I_{c4} = -U_x \omega C_4 k_1 U_c$$

$$I_{c2} = U_N \omega C_2 k_2 U_d, \tag{11.2}$$

pentru a scoate în evidență faptul că în M_1 și în M_2 se execută o multiplicare dependentă de U_c, respectiv de U_d. În acest caz, deoarece punctul c se suprapune peste O, se va putea scrie :

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{I_{C2}}{I_{R2}} = \frac{U_N \omega C_2 k_2 U_d}{\frac{U_N}{R_2}} = \omega C_2 R_2 k_2 U_d = K_2 U_d,$$

ceea ce înseamnă că, la scara constantei k_2 care conține amplificarea în M_2, R_2, C_2 și ω, tensiunea U_d este o măsură pentru tangenta unghiului de pierderi.

Deoarece U_x și U_{cx} provin prin amplificare în μ_1, rezultă :

$$U_{cx} = k_3 \frac{I_x}{\omega C_x} = U_x \cos\delta = U_x \frac{I_{R2}}{I_{C4}},$$

sau ținînd cont de (11.2) precum și de faptul că U_N provine din amplificarea în μ_2

$$U_N = k_4 I_x R_1$$

și neglijînd semnul minus din (11.2) se va putea scrie :

$$C_x = \frac{k_1 k_3}{k_4} C_4 \frac{R_2}{R_1} U_c = K_1 U_c,$$

ceea ce înseamnă că U_c, la scara constantei k_1 care conține amplificările în μ_1, în μ_2, în M_1, capacitatea C_4 și rezistențele R_1 și R_2, este o măsură pentru capacitatea necunoscută C_x.

Precizia determinării capacității depinde de liniaritatea circuitelor de multiplicare, de posibilitățile de evitare a capacităților parazite și a rezistențelor de contact. În acest scop se va prevedea posibilitatea conectării elementului C_x în punte prin patru borne.

Cu o schemă ca cea din figura 11.8 s-a construit industrial un capacitmetru numeric cu precizie de 0,4% pentru capacități de valoare 10 nF pînă la 1 F.

Scanned with OKEN Scanner

11.3. MĂSURAREA NUMERICĂ A INDUCTIVITĂȚILOR

O bobină avînd rezistența R_1 și inductivitatea L_1 poate fi măsurată cu o punte de curent alternativ în care se utilizează rezistențe și un condensator așa cum se vede în figura 11.10. La echilibru, atunci cînd tensiunea ΔU din diagonala de măsură este nulă, inductivitatea L_1 și rezistența R_1 pot fi calculate cu relațiile cunoscute :

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4}; \quad L_1 = R_2 R_3 C_4. \qquad (11.3)$$

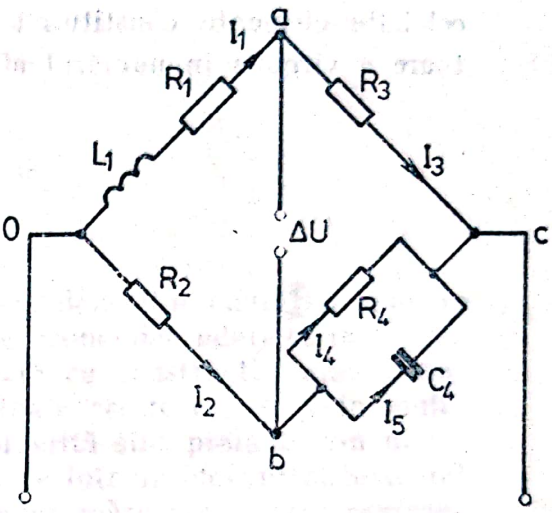


Fig. 11.10. Punte pentru măsurarea inductivităților.

Ca să se execute o măsurare numerică a acestor două mărimi, R_2 și R_3 se vor păstra constante, iar C_4 respectiv R_4 se vor modifica în limite largi pentru a realiza echilibrul. În figura 11.11 este trasată diagrama fazorială a mărimilor electrice din puncte. Echilibrarea punții se începe făcînd $C_4=0$, punctul b din figura 11.11 fiind plasat undeva pe dreapta Oc. Atunci cînd b se va plasa în b', reglînd spre exemplu pe R_4, egalitatea rapoartelor

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{U_R}{U_3} = \frac{Ob'}{b'C} = \frac{R_2}{R_4}$$

este evidentă, astfel încît rezultă prima parte a relației (11.3). Aceasta înseamnă că R_4 se va obține anulînd acea componentă a tensiunii ΔU care este în fază cu U_3, adică cu căderea de tensiune pe rezistența R_3, condensatorul C_4 avînd valoare nulă. Schema de măsură va conține deci o redresare sincronă a tensiunii ΔU și comenzi de reglare a rezistenței R_4 pînă ce se anulează componenta indicată a tensiunii de dezechilibru.

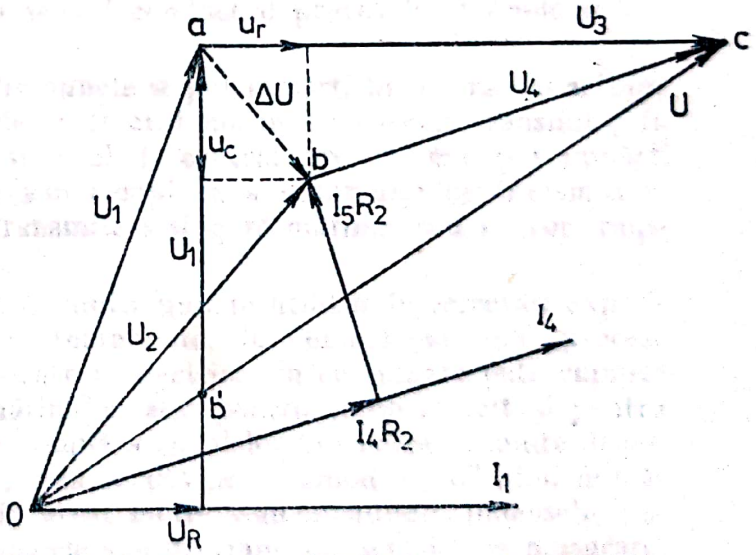


Fig. 11.11. Diagrama fazorială a mărimilor din schema prezentată în figura 11.10.

Partea a doua a echilibrării punții va necesita găsirea valorii capacității C_4. În acest scop se va regla aceasta pînă ce punctul b' se mută în a. În

Scanned with OKEN Scanner

acest scop se va măsura componenta tensiunii ΔU defazată cu $\pi/2$ în urma tensiunii U_3, echilibrul fiind ajuns cînd această componentă este nulă.

Deoarece echilibrarea se poate face în două operaţii succesive acţionînd asupra a două mărimi, astfel încît acţiunea a doua nu strică echilibrul realizat în acţiunea întîi, automatizarea punţii este posibilă şi afişarea numerică nu va necesita decît decodificatorul pentru rezistenţa R_4 şi condensatorul C_4, celelalte elemente constituind doar argumente pentru plasarea corespunzătoare a virgulei în numărul afişat.

Scanned with OKEN Scanner

12. SISTEME NUMERICE DE MĂSURARE ÎN MULTE PUNCTE

Sistemele de măsurare în multe puncte s-au dezvoltat odată cu apariția automatizărilor complexe în diferite domenii ale economiei, odată cu realizarea unor cercetări experimentale de amploare, odată cu construcția unor instalații centralizate de conducere și control. În toate aceste cazuri și în multe altele, o mulțime de mărimi de natură fizică diferită sînt preluate din multe locuri, măsurate, iar rezultatul oferit spre utilizare într-un loc central. Sistemul este caracterizat prin numărul mare al mărimilor măsurate și prin centralizarea rezultatelor măsurărilor.

Odată cu dezvoltarea tehnicii numerice, sistemele de măsurare în multe puncte se adaptează și apar sub forma unor agregate complexe capabile să preia, să măsoare, să transporte și să ofere centralizat un mare număr de mărimi. Forma numerică va fi utilă atît pentru afișare cît și pentru o prelucrare imediată în calculator cu scopul conducerii procesului tehnologic din care provin mărimile măsurate.

Sistemele de măsurare în multe puncte se pot împărți în sisteme cu acțiune continuă sau discretă în funcție de caracterul mărimilor care se transmit prin canalele dintre sursa de semnal și locul de centralizare. Se mai pot împărți și în sisteme cu utilizare simplă sau complexă a sistemului de transmitere, după cum printr-un canal se va transmite o singură mărime, sau se vor transmite mai multe mărimi.

Sistemul de măsură numerică în multe puncte utilizat în cercetări experimentale, în procese tehnologice automatizate, în conducerea unor procese fizico-chimice speciale, în marile centrale electrice, în combinate petrochimice etc. trebuie să ofere valorile mărimilor atît pentru indicare cît și pentru înregistrare. Sistemele cu utilizare simplă a canalelor vor necesita multe dispozitive de afișare și de înregistrare, ceea ce devine incomod atunci cînd numărul punctelor măsurate crește. Din acest motiv s-au răspîndit îndeosebi sistemele care utilizează multiplu canalele sau porțiuni din schema de măsurare.

În figura 12.1 se prezintă schematic o instalație de măsurare numerică în multe puncte. Aceasta se compune dintr-un mare număr de traductoare notate $T_1 - T_n$, urmate fiecare de cîte un amplificator adaptor $A_1 - A_n$, prin care mărimile măsurate $m_1 - m_n$ sînt convertite în aceeași mărime fizică, de

Scanned with OKEN Scanner

obicei tensiune sau curent electric, cu o aceeași gamă de variație. În acest fel se creează condiții ca elementele următoare din schemă să aibă o utilizare comună. Blocul M este un multiplexor controlat de un dispozitiv de comandă DC. Rolul multiplexorului constă în a conecta ritmic, la intrarea instalației numerice IN, fiecare din cele n intrări, durata cît stă conectată o intrare fiind

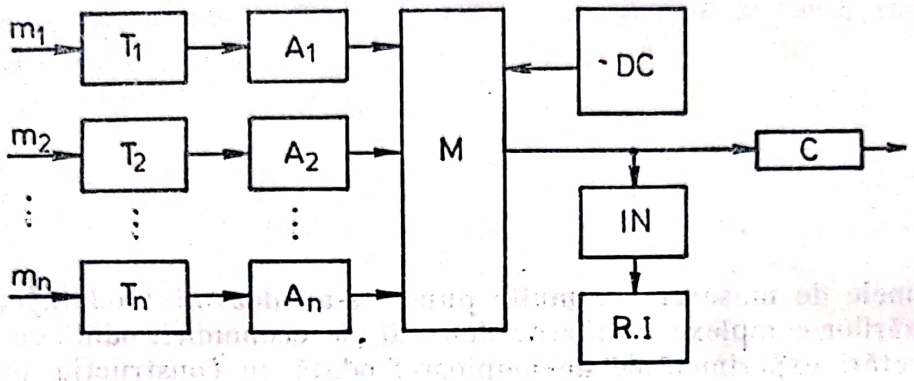


Fig. 12.1. Schema bloc a unei instalații de măsurare numerică în multe puncte.

suficientă pentru ca IN să măsoare mărimea respectivă, să o indice și să o înregistreze în dispozitivul RI și să o transmită instalației centralizatoare prin canalul C. La instalația centralizatoare se conectează cîteva dispozitive ca acela prezentat în figura 12.1 utilizîndu-se un multiplexor numeric. Instalația va cuprinde dispozitive de afișaj și înregistrare pe bandă perforată, pe cartele, pe benzi magnetice, pe tambur magnetic, pe disc sau o imprimantă. Se prevede în mod obișnuit o ieșire către un calculator unde se aduc numeric valorile mărimilor măsurate împreună cu un cod de recunoaștere a mărimii prezentate la ieșire în momentul respectiv.

Traductoarele se pot grupa astfel încît să se folosească multiplu un amplificator adaptor. În astfel de cazuri multiplexorul M va conține două sau trei trepte de multiplexare, prima fiind constituită de elemente de comutare spre intrarea unui amplificator adaptor a traductoarelor de același tip. Această primă treaptă de multiplexare M_1 lucrează de obicei la frecvență scăzută și operează asupra mărimilor prezentate în formă analogică. A doua treaptă de multiplexare culege date de la mai multe instalații de multiplexare de tipul celei din prima treaptă. Frecvența de comutare în această a doua treaptă este mai mare, pe rînd fiind inspectate ieșirile multiplexoarelor din prima treaptă. Sincronizarea comutațiilor în cele două trepte de multiplexare va permite ca în prima treaptă să se comute mărimile în ritmul în care este explorată ieșirea treptei. Dacă n_1 este numărul de mărimi multiplexate în prima treaptă și n_2 este numărul de multiplexoare primare și t_0 este durata necesară conversiei analog numerice la ieșirea din multiplexorul M_2 din treapta a doua, perioada de comutare în M_2 va fi t_0, perioada de comutare în M_1 va fi $n_2 t_0$, iar ciclul unei măsurări complete va fi $n_1 n_2 t_0$.

Se preferă comutare cu frecvență ridicată în a doua treaptă de multiplexare deoarece se va folosi un singur multiplexor de construcție mai complicată și mai scumpă, dar de viteză mai mare.

În unele instalații de măsurare numerică în multe puncte, fiecare mărime supusă măsurării se prelucrează pînă la forma numerică la locul de culegere a datelor. Transportul valorii mărimii măsurate se face în formă numerică, în acest fel evitîndu-se o transmisie eronată. Multiplexarea diferitelor semnale se face în partea numerică a lor, în una sau două trepte de viteze diferite, partea de recepție, centralizare și prezentare a datelor fiind asemănătoare celorlaltor tipuri. Avantajul acestor sisteme este constituit de precizia mai ridicată pe care o oferă conversia analog-numerică individuală față de conversia comună a mai multor mărimi, acestea trebuind să fie anticipat aduse la aceeași formă fizică și gamă de variație, aceste operații comportînd aparataje care introduc erori în procesul de conversie.

Scanned with OKEN Scanner

13. UTILIZAREA MICROPROCESOARELOR ÎN APARATELE NUMERICE DE MĂSURAT

După cum este bine cunoscut, orice progres în domeniul componentelor se repercutează și asupra aparatelor electronice care le utilizează. Folosirea circuitelor integrate a permis realizarea unor aparate mai complexe, cu consum redus, sigure, mai compacte, mai precise și în cele din urmă mai ieftine. Dezvoltarea actuală a microprocesoarelor va permite încă un salt tehnologic important în construcția aparaturii de măsură. Există firme importante care au anunțat deja că producția lor din anii imediați următori va cuprinde în 80% din aparate, microprocesoare.

Microprocesoarele, introduse în 1971 de INTEL, au pătruns în aparatele de măsură în 1974. Ele reprezintă, după cum se știe, o unitate centrală de tratare a informației, total integrată. Ele operează cu 8 sau 16 biți, durata unui ciclu fiind de 4—8 μs. Pînă acum 45% din aplicațiile microprocesoarelor se referă la înlocuirea logicii cablate. O poartă poate fi înlocuită cu o memorie de 8—16 biți și pentru că un circuit integrat clasic conține 10 porți, numărul de circuite integrate echivalente unei anumite capacități de memorie este redat în tabelul 13.1.

Tabelul 13.1

Capacitatea ROM	Nr. echiv. de porți	Nr. de CI înlocuite
2 048	120—256	13—25
2 096	256—512	25—50
8 192	512—1 024	50—100
16 384	1 024—2 048	100—200

Introducerea unui microprocesor în locul logicii cablate este justificată dacă se necesită o memorie mare, dacă trebuie asigurat un număr mare de funcțiuni, cu intrări — ieșiri multiple. Costurile părților din scheme care realizează aceste funcțiuni depind de complexitate ca în figura 13.1, curba 1 reprezentînd cazul utilizării logicii cablate iar curba 2 a introducerii microprocesorului. Gradul de complexitate la care este mai economic microprocesorul, din acest

Scanned with OKEN Scanner

punct de vedere, depinde de costurile circuitelor integrate și a microprocesoarelor. Întrucît prețul microprocesoarelor scade foarte pronunțat, introducerea acestora, în locul logicii cablate, devine din ce în ce mai economică.

Microprocesoarele permit o foarte ușoară dezvoltare ulterioară a aparatelor în care sînt încorporate. Noile funcții care se cer realizate de aparat se obțin ușor prin modificări în program. În acest fel punerea la punct a noilor produse este mult scurtată și costurile studiilor sînt mai puțin ridicate.

Microprocesoarele permit automatizarea totală a compensării influenței mediului asupra indicațiilor aparatului de măsurat ca și a calibrării acestuia. În loc de a compensa prin scheme parametrii circuitelor interne care se modifică cu condițiile de mediu, se corectează indicațiile aparatului folosind valoarea corecțiilor calculate de microprocesor.

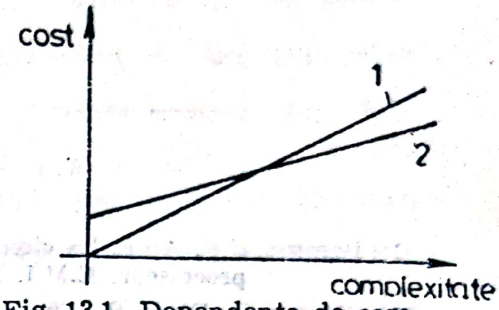


Fig. 13.1. Dependența de complexitate a costului logicii cablate și microprocesoarelor.

Cu ajutorul microprocesoarelor se poate realiza o calibrare mult mai rapidă, mai comodă și mai precisă decît printr-o procedură manuală. Microprocesorul poate testa la intervale regulate deriva aparatului și să acționeze asupra reglajului său dacă este necesar. În cazul instrumentelor complexe, calibrarea necesită operații delicate și repetate, justețea cărora nu este ușor de determinat decît prin faptul că șirul de reglări converge, în cele din urmă, spre situațiile dorite. În asemenea cazuri microprocesorul, printr-o serie de teste, orientează deciziile tehnicianului în direcția bună.

Microprocesoarele, prin programul lor, pot prelua cea mai mare parte a funcțiilor de comandă ale unui aparat ca : inițializare la punerea sub tensiune, conectarea automată a domeniilor de măsurare, comanda intrărilor și ieșirilor, a afișajului, modul de funcționare.

Microprocesoarele se utilizează în aparatele de măsurare și pentru efectuarea unor calcule pentru liniarizarea traductoarelor de măsură folosite ca și pentru prelucrarea rezultatelor determinarea mediilor, a valorilor maxime, efective, a timpului de creștere și de cădere a unui impuls, înmulțirea cu unele constante, compararea cu anumite valori limită, calcule statistice, determinări de spectre etc.

Aparatele în care s-au introdus deja microprocesoare sînt voltmetrele numerice, la care se cîștigă prin aceasta un ordin de precizie, sintetizatoare numerice de frecvență, testoarele logice, numărătoarele, osciloscoapele cu afișare numerică ca și centrale de măsură.

Introducerea microprocesoarelor în aparatele de măsurat este încă la început, dar rezultatele obținute sînt de așa natură încît se așteaptă profunde mutații în concepția constructivă, grupîndu-se într-un singur aparat funcțiuni realizate pînă acum de aparate diferite.

Scanned with OKEN Scanner

BIBLIOGRAFIE

1. Baranes, J.P. Après les circuits intégrés et l'affichage état solide, le vent est au microprocesseur. E.M.I. 208/15—9, 1975.
2. Bătrîna I., Dimo P., Sipos I. *Aparate de măsurat și măsurări numerice.* București, Ed. tehnică 1967.
3. Birnbaum M., Herbin J., Vauchy J. M. Amélioration de la précision d'une mesure par une méthode statistique de tension numérique. L'Onde électrique 48 nr. 493, 1968.
4. Boiangiu D., Nicolau E., Niță, C. *Instrumente, dispozitive și mașini matematice.* București. Ed. tehnică, 1963.
5. Bombi, F., Ciscato D. A New DC-AC Digital Power and Energy Meter. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. IM—IS nr. 1 February, 1970.
6. Bombi F., Ciscato D. Digital power-factor meter has high order of accuracy. Electron. Eng. (Gr. Brit) 43 nr. 516, 1971.
7. Boyer A., Hanus G., Martinez Y. Conversion analogique numérique. L'onde électrique 47 nr. 483—485, 1967.
8. Brana C.; Brana V. *Transmiterea informației numerice.* București, Ed. tehnică 1970.
9. Busse G. Digital-Voltohmmeter mit Dual-Slope-Umsetzung. Elektronik, 18 nr. 8, 1969.
10. Busse G. AD und DA-Umsetzer in der Mess- und Datentechnik. Verlag Erwin Geyer-Bad Worishafen.
11. Butterworth J., Mac Laughlin D. I., Moss B. C. The use of random noise to improve resolution in analogue-to-digital voltage conversion. J. Scient Instr. 44, nr. 12, 1967.
12. Butusov I. V. *Izmeritelnie informationie sistemi.* Leningrad, Ed. Nedra 1970.
13. Byard G. N. Digital-analog convertor. Patent SUA 3.030.618.
14. Damaye R. Logique électronique et circuits intégrés numerique. Paris, Ed. Radio, 1975.
15. David F., Hoeschele Jr. *Analog-to-Digital/Digital-to-Analog Conversion Techniques.* New York. London. Sydney. John Wiley and Sons Ic., 1968.
16. Demas G. Experimental verification of the improvement of resolution when appling perturbation theory to a quantizer. IEEE Trans. on Ind. Electron. and Contr. Instr. 20, nr. 4, Nov., 1973.
17. Diou A., Diou B., Bohn M. Étude et réallisation d'un convertisseur numerique/analogique de précision, à faible vitesse et cout réduit. Electronique et microelectronique industrielles Belgique nr. 124 oct. 1974.
18. Emschermann H. H., Fuhrmann A. B. Low-Frequency One Stop Inductive Voltage Divides with Ratio up to 1 : 1 000. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, Vol. IM-24 nr. 4, Decembre 1975.
19. Erné S. N., Luther H. High-Precision DC—Current Source. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. IM-24, nr. 4, Decembre 1975.
20. Geckle J., Brackney R. C. Un oscillateur à quartz ultra-linéaire à frequence variable commandée par tension. Electronique Industrielle nr. 128, nov. 1969.
21. Gelman M. M., Sapoval G. G. *Avtomaticeskaia korrecția sistematiceskih progreșnostei v preobrazovatelnih naprajenie-kod.* Moscova, Ed. Energia, 1974.

Scanned with OKEN Scanner

22. Germer H. Electronic Method With Direct Time Encoding for Precision Measurement of Electric Power Over a Wide Range of Frequency. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 1M-21 nr. 4, Novembre 1972.
23. Ghitis, E. I. Preobrazovateli informații dlia elektronih țifrovih vicislitelnih ustroistv. Moscova, 1961.
24. Goldenberg L. M. *Teoria și calculul circuitelor de impulsuri*. București, Ed. tehnică, 1972.
25. Gorelicov H. I., Klistorin I. F., Sobstel G. M. Wattmetru numeric. Referationli Jurnal 1968 seria Metrologie și tehnica măsurării, referat nr. 1, 32, 1392
26. Graeme G. J., Tobey E. G., Huelsman P. L. *Operational Amplifiers design and Applications*. Mc Graw-Hill Book Company, 1971.
27. Henne W. Ein neuer Analog-Digital-Umsetzer. Internat. electron. Rundschau, 21 nr. 12, 1967.
28. Hlistunov V. N. *Osnovî țifrovoi electroizmeritelnoi tehniki i țifrovîe preobrazovateli*. Leningrad, Ed. energhia, 1966.
29. Hrizman S. S. *Tifrovîe izmeritelnîe priborî i sistemî*. Kiev, 1970.
30. Ishibashi S., Nitta Y. Power — and RMS Voltage-to-D.C. Voltage and — Pulse Frequency Conversion. Acta IMEKO — JA — 181, 1967.
31. Kaenel, R. A. High-Speed Analog to Digital Converters Using Tunnel Diodes. IRE Trans. on El. Comp. June, 1961.
32. Kay, B. G. Selecting the righ digital voltmeter. Electronics, vol. 39, nr. 7, apr. 1966.
33. Knight R.B.D. The Measurement Techniques used in Digital Voltmeters. Acta IMEKO, vol. II, UK-262. 1967.
34. Knight R.B.D., Monger R. F. Improvements in or relating to D.C. integrating voltmeters. Patent Glu nr. 1. 136. 126.
35. Koller H. New criterion for testing A/D converters for statistical evaluation. IEEE Trans. on Instr. Measur. IM-22 nr. 3, sept. 1973.
36. Korn G. A. Korn M. T. *Electronic and Hybrid Computers*. Mc Graw-Hill Book Comp, 1964.
37. Laumann H., Petr J. Compteur de précision de la classe 0,5 avec système de mesure statique. Revue Lanid et Gyr, Edition „Electricité, 4, 1974.
38. Lilen H. Des circuites integrés à DMOS sont proposes pour la comutation téléphonique. Electronique et microélectronique industrielles, nr. 203 apr. 1975.
39. Loriferne B. Les convertisseurs — notions théoriques utilisées en conversion. Mesures, regulation, automatisme, septembre, octobre 1975.
40. Loriferne B. Le conversion numérique — analogique. Mesures, regulation, automatisme. Novembre, Decembre, 1975, Jan/Febr. 1976.
41. Mac Lennan, D. M., Wells E. A. A wide range digitizer for direct coupled analogue signals. J. Scient. Instr. nr. 3, 1968.
42. Mattera L. Converter stresses stability. Electronics vol. 49, nr. 4, Feb. 9, 1976.
43. Mazetta L. A., Donald F. R. Design features of a precision AC-DC Converter. J. Res. Nat. Bur. Stand, nr. 3—4, 1969.
44. Milićević D., Stojanović B. A New Electronic Method for Electric Energy Measurement. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-24, nr. 4, Decembre 1975.
45. Morris L. R., Miller R. J. *Design with TTL Integrated Circuits*. Mc Graw-Hill Book Comp., 1971.
46. Ornatskii. P. P. *Avtomaticeskie izmerenia i priborî*. Kiev, 1971.
47. Oudart N. Modes de conversion analogique-numérique et voltmètres numeriques. Electron. industr., nr. 112, 1968.
48. Penescu C. Digital Measurement of Active and Reactive Power. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, July 1965.
49. Pop. E. Asupra reducerii erorii de cuantizare a convertoarelor analog numerice prin suprapunerea unor semnale aleatoare la intrare. Metrologia aplicată, vol. XXIII, nr. 2 1976.
50. Pop E. *Metode și aparate de măsură numerice*. I.P.T., 1972.
51. Pop E. Erori produse de eșantionare la măsurarea puterii. Buletinul științific și tehnic al I.P.T. Seria electrotehnică. Tom 18 (12) fasc. 2, 1972.
52. Pop E. O generalizare a teoremei eșantionării. Buletinul științific și tehnic al I.P.T. Seria electrotehnică, Tom 19 (13), fasc. 1, 1974.

Scanned with OKEN Scanner

53. Redi P. Convertitore analogico digitale per voltmetri numerici. Automaz e strum. 16 nr. 7, 1968.
54. Roberts V. C. Integrated analogue divider/multiplier. Electron. Eng. 41 nr. 494, 1969.
55. Sabatier A. Application pratique des microprocesseurs aux mesures, régulation, automatisme. M.R.A., nov., 1975.
56. Sacerdoti G., Scagliotti V., Zappitelli E., Bolis Crema N. A Standard Digital Energy Meter for Measurement in Single-Phase and of Active and Reactive Energy in Simmetrical Three-Phase Circuits. Alta frequenza vol. XXXV—11 Nov. 1966.
57. Schachinger E. Ein Digital-Analog-Wandler zur Zifferanzeige. Funkschau, 41, nr. 10, 1969.
58. Schenke C., Tietze U. Active Filter. Electronik 19, nr. 10, nr. 11, nr. 12, 1970.
59. Schindler H. R. Using the Latest Semiconductor Circuits in UHF Digital Converter. Electronics, aug. 30, 1963.
60. Schmidt H. Current dividers convert digital signals in to analog voltages. Electronics 14 Nov., vol. 39, nr. 23, 1966.
61. Schmidt H. *Electronic Analog/Digital connversions*. New York Cincinati, Toronto, London, Melbourne, 1970.
62. Schöfer W. Spannungs-Frequenz-Umsetzung für Messwerterfassung. Internat. elektron. Rundschau, 22, nr. 9, 1968.
63. Schuster G. A high-resolution electrodynamic AC-to-DC power transfer instrument. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement. Decembre, 1974.
64. Secaze G. Pont a équilibrage automatique et mesure précise des capacités de valeurs éleveés. Electronique et microélectronique industrielles, nr. 204, mai 1975.
65. Spătaru Al. *Teoria transmisiunii informației*. București, Ed. tehnică, 1971.
66. Stere R. *Aparate electronice de măsurare și control*. București, Ed. didactică și pedagogică, 1968.
67. Sveţkii B. I. *Elektronîe izmeritelnîe pribori s tifrovîm otscetom*. Kiev, 1964.
68. Tanaka Sueo, Sekine Keitaro. Current comparator using Ferromagnetic cores and its application to analog-to-digital converters, IEEE Trans. Instrum. and Measur 17, nr. 1, 1968.
69. Tomoto Miyaji, Sugiyama Takashi, Yamaguchi Keiki. An electronic multiplier for accuarate power measurements. IEEE Trans. Instr. and. Meas., 17 nr. 4, 1968.
70. Turgel R.S. Digital Wattmeter Using a Sampling Method. IEEE Trans. on Instrum. and Measurement, Vol. IM-23 nr. 4, dec. 1974.
71. Unsworth R. J. An accurate voltage-to-frecuency converter. J. Physr (J. Scient. Instr.), E 2 nr. 5, 1969.
72. Vătășescu A., Ciobanu M., Cârcu T., Rates I., Gheorghiu V. *Dispozitive semiconductoare*. București, Ed. tehnică, 1975.
73. Vernel P., Husson H. Pont numérique pour mesure rapide de rezistences. Mes. régul. autom., 35 nr. 8—9, 1970.
74. Waldhauer F. D. Analog to Digital Converter, U.S Patent 3-187-325, 1965.
75. Wightman E. J. A new general purpose voltage to frequency converter for data acquisition. Instrum. Practice, 22, nr. 5, 1968.
76. Woschni, E. G. Messdynamik. Leipzig, S. Hirzel Verlag, 1964.
77. *** Hybrid 12-bits-linear D/A converters are the smallest low-cost units get developed. IEEE Spectrum vol. 11, nr. 8, aug., 1974.

Scanned with OKEN Scanner

PRINCIPLES AND METHODS OF DIGITAL MEASUREMENTS

SUMMARY

The present study approaches principles and methods in digital measurements of electrical quantities and includes 13 chapters.

Chapter 1 is entitled „Digital and Analogue Measurements" and makes a technical economic comparison between the two measurement systems.

Chapter 2 entitled „Counting and Coding Systems" presents the decimal and binary counting systems showing the technical applications of the latter due to its advantages; different coding systems used in the digital representation of electrical quantities are presented as well.

Chapter 3, „Discretizing" deals with problems concerning the conditions of signal representation by means of its samples. It also presents the quantification of signals and errors occurring in this process. At the same time it contains an analysis of the noise influence on quantification errors emphasizing the ways of decreasing errors. The end of the chapter contains an analysis of some general characteristics of digital apparatus such as resolution, accuracy, disturbance resistance etc.

Chapter 4, „Components of Digital Measuring Instruments" dwells on peculiarities of different components frequently used in schemes of digital measuring instruments. Passive circuit elements are presented — resisters, coils, capacitors, inductive voltage dividers, as well as active elements like operational amplifiers in different switch circuits, comparators made up in different ways, switch circuits with bipolar and unipolar transistors, sampling and memory circuits, reference voltage sources of high stability, constant (steady) frequency generators. The chapter also presents the most frequently used logical elements belonging to digital measuring instruments al well as complex circuits concerning the control of measurements such as registers, counters, decoders. The chapter ends with references to display systems.

Chapter 5, „Digitally Analogue Converters", describes the main types of DAC. Direct converters are first mentioned with voltage as a reference source; each scheme is associated with information an operating conditions and performances. Afterwards direct converters with constant current as a reference

Scanned with OKEN Scanner

source are dealt with; converters with series operation follow. For special binary codes a series of digital analogue converters are presented based on the scheme structure of branch direct converters. Data on indirect digital analogue converters having intermediate conversion with reference to time and frequency close the chapter.

Chapter 6 approaches the „Analogically Digital Converters" This chapter presents direct converters of successive approximation, cascade converters, series and parallel converters, converters of linearly variable voltage. The operating principle and the analysis of conversion errors are explained in each case. The indirect converters with generator of linearly variable voltage, with double integration and voltage — frequency conversion come to complete the above presented schemes. An analysis of correction methods for errors due to voltage deviation and gain variation.

The first six chapters refer mostly to conversion principles and their implications on accuracy rather than to concrete digital measurements of a given quantity. The following chapters present the main methods in digital measurements of electrical quantities frequently used in practical activities.

Chapter 7, „Digital Measuring of Frequency and Time Intervals", presents operating schemes of versatile counters capable to achieve numerically measurements of frequencies, periods, period differences, phase displacement angles. Performances and measurement ranges are estimated as well.

Chapter 8, „Digital Measurement of Alternating Voltages", deals with converters applied to turn alternating voltages into direct voltages in order to measure them as well as the schemes corresponding to the alternating current compensators basic for some digital instruments used for alternating quantities.

Chapter 9, „Digital Measurements of the Electric Current" underlines some methods of digital measurement frequently used with ammeters and digital multimeters.

Chapter 10, „Digital Measurements of Power, Energy and Power Factor" includes methods used in measuring these quantities, and thier definitions. Methods are classified according to the multiplier type with reference to analogue digital and hybrid amplifiers. Details concerning the accuracy and frequency range of different methods are mentioned as well. The digital measurement of energy and power factor come to conclude the chapter.

Chapter 11, „Digital Measurements of Circuit Elements" approaches the methods of digital measurement of resistances, inductivities and capacities.

Chapter 12 includes briefly the main elements of „Systems of Multi-point Digital Measurements" and chapter 13 outlines „The Use of Microprocessors in Measurement Digital Apparatus".

The study ends with a bibliographical list of 77 titles.

Scanned with OKEN Scanner

CUPRINS

Prefață 5
1. MĂSURĂRI NUMERICE ȘI ANALOAGE 7
2. SISTEME DE NUMĂRARE ȘI DE CODARE 10
2.1. Sistemul de numărare zecimal 11
2.2. Sistemul de numărare binar 12
2.3. Coduri binare 15
2.3.1. Coduri binare unipolare 16
2.3.2. Coduri pentru o decadă zecimală 16
2.3.3. Coduri binare bipolare 18
3. DISCRETIZAREA 24
3.1. Eșantionarea 24
3.1.1. Reconstituirea semnalului din eșantioanele sale 24
3.1.2. Eșantionarea semnalelor pentru obținerea valorilor medii 28
3.2. Cuantizarea 33
3.2.1. Proprietățile statistice ale cuantizorului 33
3.2.2. Zgomotul de cuantizare 40
3.2.3. Funcția de autocorelație a zgomotului 43
3.2.4. Funcția de intercorelație a zgomotului de cuantizare cu mărimea de intrare, R_{xy} 45
3.2.5. Influența zgomotului asupra indicației convertorului A—N 45
3.2.6. Influența zgomotelor asupra măsurării individuale 47
3.2.7. Influența zgomotului asupra mediilor 49
3.3. Caracteristicile generale ale aparatelor de măsurare numerică 52
3.3.1. Rezoluție 52
3.3.2. Precizia conversiei analog numerice 53
3.3.3. Imunitatea la perturbații 56
3.3.4. Alte caracteristici 62
4. COMPONENTELE INSTRUMENTELOR DE MĂSURAT NUMERICE 63
4.1. Rezistoare de precizie 63
4.1.1. Rezistoare bobinate 64
4.1.2. Rezistoare cu peliculă fină 64
4.1.3. Rezistoare cu peliculă groasă 65
4.2. Condensatoare de precizie 66
4.3. Divizoare de tensiune inductive 68

Scanned with OKEN Scanner

4.4. Amplificatorul operațional 68
4.4.1. Caracteristicile amplificatorului operațional cu buclă deschisă 69
4.4.2. Caracteristicile amplificatorului operațional cu buclă închisă 70
4.4.3. Aplicațiile amplificatorului operațional 73
4.5. Comparatoare 76
4.6. Circuite de comutație 79
4.6.1. Circuite de comutație cu tranzistoare bipolare 80
4.6.2. Circuite de comutație cu tranzistoare J-FET, ... 82
4.6.3. Circuite de comutație realizate cu tranzistoare MOS 83
4.6.4. Circuite de comutație cu tranzistoare cu dublă difuzie DMOS și cu tranzistoare complementare CMOS 85
4.7. Circuite de eșantionare și memorare 86
4.8. Surse de tensiune de referință 90
4.8.1. Elementul normal Weston 90
4.8.2. Stabilizatoare cu diodă Zener 91
8.4.2.1. Stabilitatea tensiunii stabilizate cu diode Zener 92
4.9. Generatoare de frecvență fixă 94
4.10. Generatoare de tensiune liniar variabilă 96
4.11. Elemente logice 98
4.11.1. Invertorul 99
4.11.2. Elementul logic „ȘI" 101
4.11.3. Elementul logic „SAU" 103
4.11.4. Circuitul basculant 105
4.11.4.1. Circuitul basculant astabil 105
4.11.4.2. Circuitul basculant monostabil 106
4.11.4.3. Circuitul basculant bistabil 107
4.11.5. Registre și numărătoare 109
4.11.5.1. Registre cu intrare și ieșire paralel 110
4.11.5.2. Registre cu intrare și ieșire serie 110
4.11.5.3. Registre cu intrare serie și ieșire în paralel 111
4.11.6. Numărătoare 112
4.11.6.1. Numărător binar direct asincron 113
4.11.6.2. Numărător binar direct sincron 115
4.11.6.3. Numărător binar invers asincron 115
4.11.6.4. Numărător binar reversibil asincron 116
4.11.6.5. Numărătoare binare zecimale 117
4.11.6.6. Decadă de adunare binară 117
4.11.6.7. Decadă de scădere și decadă reversibilă 119
4.11.7. Decodificatoare 121
4.12. Indicatoare numerice 122
5. CONVERTOARE NUMERIC ANALOGICE 125
5.1. CNA directe cu funcționare derivație 126
5.1.1. CNA având drept sursă de referință o tensiune 126
5.1.1.1. CNA cu tensiuni ponderate 126
5.1.1.2. CNA cu divizoare rezistive 128
5.1.1.3. CNA cu rețea rezistivă derivație 129
5.1.1.4. CNA cu rezistoare în scară 131
5.1.1.5. CNA cu divizor rezistiv combinat 132

Scanned with OKEN Scanner

5.1.2. CNA avînd drept sursă de referinţă un curent 134
5.1.2.1. CNA cu sursă de curenţi ponderaţi 134
5.1.2.2. CNA cu sursă de referinţă de valoare unică 135
5.1.2.3. CNA cu rezistoare în scară inversată 136
5.2. Convertoare numeric analogice cu funcţionare serie 137
5.2.1. CNA cu egalizarea sarcinii unor condensatoare 137
5.2.2. CNA ciclic 139
5.3. Convertoare pentru coduri speciale 141
5.3.1. CNA pentru codul „cu 3 în exces" 142
5.3.2. CNA pentru codul bipolar binar deplasat 142
5.3.3. CNA pentru codul binar cu semn şi amplitudine 142
5.3.4. CNA pentru codurile complementului lui doi şi complementul lui unu 143
5.4. Convertoare numeric analogice indirecte 144
5.4.1. CNA cu conversie intermediară în timp 144
5.4.2. CNA cu comparator numeric 146
5.4.3. CNA cu conversie intermediară în frecvenţă 147
6. CONVERTOARE ANALOG NUMERICE 148
6.1. Convertoare cu aproximare succesivă 149
6.2. Convertoare în cascadă 161
6.2.1. Corectarea erorii la convertoarele în cascadă 164
6.3. Convertoare în paralel şi serie paralel 165
6.4. CNA cu tensiune de comparaţie variabilă în trepte egale 167
6.5. CNA cu sisteme de urmărire 170
6.6. CAN indirecte 170
6.6.1. CAN cu generator de tensiune liniar variabilă 171
6.6.2. CAN cu dublă integrare 172
6.6.3. CAN cu conversie tensiune — frecvenţă 178
6.7. Corecţia automată a convertoarelor analog-numerice 180
6.7.1. Corecţia automată a tensiunii de decalaj 180
6.7.2. Corecţia automată a cîştigului 181
7. MĂSURAREA NUMERICĂ A FRECVENŢEI ŞI A INTERVALELOR DE TIMP 185
7.1. Măsurarea numărului de impulsuri 185
7.2. Măsurarea frecvenţei 186
7.3. Măsurarea diferenţei a două frecvenţe 187
7.4. Măsurarea numerică a raportului a două frecvenţe 188
7.5. Măsurarea perioadei şi a intervalelor de timp 189
7.6. Măsurarea diferenţei a două perioade 190
7.7. Măsurarea unghiurilor de defazaj 190
8. MĂSURAREA NUMERICĂ A TENSIUNILOR ALTERNATIVE 193
8.1. Măsurarea valorii medii a tensiunii alternative 193
8.2. Măsurarea numerică a valorii efective a tensiunii 195
8.3. Măsurarea numerică a tensiunii alternative prin compensarea valorilor momentane 199
9. MĂSURAREA NUMERICĂ A CURENTULUI ELECTRIC 201

Scanned with OKEN Scanner

9.1. Măsurarea numerică a curentului prin compararea sarcinilor electrice 201
9.2. Măsurarea numerică a curentului prin aproximare succesivă .. 205
10. MĂSURAREA NUMERICĂ A PUTERII, A ENERGIEI ŞI A FACTORULUI DE PUTERE 207
10.1. Wattmetre numerice 207
10.1.1. Wattmetre numerice cu multiplicator analogic 208
10.1.1.1. Wattmetru numeric cu convertor analogic putere-tensiune 208
10.1.1.2. Wattmetru numeric cu convertor analogic putere-frecvenţă 209
10.1.1.3. Wattmetru numeric cu multiplicare prin divizarea timpului 209
10.1.1.4. Wattmetru numeric cu multiplicator prin dublă modulare în timp 212
10.1.1.5. Alte tipuri de wattmetre numerice cu multiplicator analogic 213
10.1.2. Wattmetru numeric cu multiplicator numeric 215
10.1.3. Wattmetru numeric cu multiplicator hibrid 217
10.1.3.1. Wattmetre numerice cu conversie intermediară pentru U şi I 217
10.1.3.2. Wattmetre numerice cu dublă conversie 219
10.2. Contoare numerice de energie electrică 223
10.3. Cosfimetre numerice 224
11. MĂSURAREA NUMERICĂ A ELEMENTELOR DE CIRCUIT 229
11.1. Măsurarea rezistenţelor 229
11.1.1. Ohmmetru numeric cu convertor rezistenţă-tensiune 229
11.1.2. Ohmmetre numerice în punte 231
11.2. Măsurarea numerică a capacităţilor 233
11.3. Măsurarea numerică a inductivităţilor 237
12. SISTEME NUMERICE DE MĂSURARE ÎN MULTE PUNCTE 239
13. UTILIZAREA MICROPROCESOARELOR ÎN APARATELE NUMERICE DE MĂSURAT 242
BIBLIOGRAFIE 244
Summary 247

Scanned with OKEN Scanner

Necesitatea obținerii informațiilor cantitative asupra diverselor mărimi a condus la construcția unor variate tipuri de instrumente de măsurat. Acestea pot furniza informația sub forma unei mărimi fizice, spre exemplu deviația unghiulară a unui ax, în care caz se vorbește despre un instrument analogic sau direct sub forma unui număr în cazul instrumentelor numerice. Ultimele se caracterizează, între altele, prin precizie mare, timp scurt de măsurare și timpi de citire mai mici, posibilitatea de cuplare într-un sistem automat de prelucrare a datelor, transmitere comandă la distanță etc.

Lucrarea de față prezintă principii și metode punînd la dispoziția cititorului un material bogat referitor la măsurarea numerică a diferitelor mărimi cum ar fi tensiunea, curentul, puterea, energia, factorul de putere, perioada, frecvența etc. Cu o parte matematică accesibilă inginerului și studentului electrician, lucrarea este, în special, utilă proiectantului instrumentului și utilizatorului, precum și celor care vor să se familiarizeze cu tehnica de măsurare numerică.

Lei 18,50

Scanned with OKEN Scanner